radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JULI 1963 **14**

Bauanleitung für einen Durchgangsmeßkopf





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149 Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Titelbild:

Teilansicht einer modernen Zonenfloating-Anlage im IHT, Teltow-Stahnsdorf. Diese Anlage wird zur Herstellung von hochreinem Silizium für Transistoren und Gleichrichter verwendet.
Foto: M. Lücke

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: Tonbandgerät am Allstromempfänger — Heft 5 (1963) S. 134. Die vorgeschlagene Betriebsart mit Anschluß des Allstromempfängers an ein Gleichstromnetz ist auch dann unstatthaft, wenn der Außenleiter positiv ist. Die Gefahr liegt in der zweipoligen Absicherung der Gleichstromnetze. Bei Ausfall der Sicherung im an sich geerdeten Minuspol entsteht Berührungsspannung am Tonbandgerät.

H. K., Finsterwalde NL

*

radio und fernsehen 21 (1962) S. 622 „Ein Meßgerät für kleine Verschiebungen oder Rauhigkeiten".

In diesem Aufsatz wird von einem „zweielementigen induktiven Geber" gesprochen.

Wie aus der Schaltung hervorgeht, handelt es sich aber nicht um ein aktives Schaltelement, sondern um eine Meßdrossel, einen Meßwandler in Differentialschaltung.

Einige Zeilen weiter unten wird eine Frequenz von 2 kHz als Hochfrequenz bezeichnet. Auch dies ist eine falsche Auslegung. Weiterhin wird in dem Aufsatz erwähnt, daß die hohe Empfindlichkeit durch Resonanzbetrieb und durch phasenempfindliche Gleichrichtung erreicht wird. Wie die Schaltung des Gerätes IMP 2 zeigt, ist nirgends ein Resonanzkreis vorhanden, sondern die Widerstände $R_{21} - R_{20}$ und die Meßdrossel L_1 L_2 bilden eine Brückenschaltung.

Im abgeglichenen Zustand liegt über dem Meßwandler L_1 L_2 und somit über der Widerstandskombination R_{20} R_{21} keine Spannung. Die Röhre 3 zieht einen Ruhestrom, der durch die gleichgroßen und gleichphasigen Spannungskomponenten über $R_{19} - R_{20}$ und $R_{19} - R_{21}$ bestimmt wird.

Geringe Abweichungen beider Systeme der Röhre können durch R_{17} ausgeglichen werden.

Wird der Meßwandler verstimmt, so ändert sich über einen Gitterableitwiderstand $R_{19} - R_{20}$ oder $R_{19} - R_{21}$ die Amplitude und die Phase der Trägerspannung, die Röhrensysteme werden verschieden ausgesteuert, und es entsteht eine Differenzspannung über $R_{16} - R_{17} - R_{18}$, die ein Maß für die Größe der Verstimmung darstellt. Der in Brückenschaltung aufgebaute Anzeigeverstärker reagiert auch auf die Phasenlage der Steuerspannung. Von einem phasenempfindlichen Gleichrichter zu sprechen, ist aber in diesem Falle nicht richtig.

Die Angabe der Gesamtverstärkung ist für den vorliegenden Fall ungenügend, denn sie ist undefiniert und hat demzufolge keine Aussagekraft. Die angegebene Meßgenauigkeit beträgt $\pm 0{,}25\,\mu$m, also $\pm 0{,}5\%$. Es erscheint sehr fraglich, ob mit dieser Schaltung, ohne Heizstromstabilisierung und Temperaturkompensierung der wichtigsten Baugruppen, der angegebene Genauigkeitswert erreicht wird.

R. G., Karl-Marx-Stadt

Wir sind stets bemüht, über neue sowjetische Bauelemente und Geräte zu berichten. Leider steht uns zur Auswertung oft nur Prospektmaterial zur Verfügung, so daß sich leicht Übersetzungsfehler einschleichen können.

*

... Wende mich hoffnungsvoll an Sie mit einer großen Bitte bezüglich Gegentaktverstärker in Ultralinearschaltung, Heft 7 (1962). Habe die meisten Bauteile schon gekauft, bin aber im Umgang mit Röhren noch nahezu Anfänger. Könnten Sie mir eventuell eine ... Skizze über die Anordnung der Bauteile ... schicken?

S. B., Dresden

Ihre Bitte können wir zu unserem Bedauern nicht erfüllen, zumal wir die Größe der (von Ihnen verwendeten) Bauteile nicht kennen. Aber das ist doch hoffentlich kein Hindernis für den Selbstbau des betreffenden Verstärkers, nicht wahr?

*

Betr.: Impulszählschaltung als FM-Demodulator, Heft 22 (1958)

Nachdem ich oben angeführte Schaltung aufgebaut habe, muß ich feststellen, daß es bei den Röhren EF 80 zu Glüherscheinungen des Schirmgitters kommt. Nach genauer Betrachtung der Schaltung fiel mir auf, daß das Schirmgitter direkt an + 200 V liegt.

Ich bitte Sie freundlichst, die Schaltung einmal zu überprüfen.

K. R., Treuen (Vogtl.)

Auf Grund des Kennlinienfeldes der Röhre EF 80 für $U_{g2} = 200$ V ist nicht ersichtlich, warum die Röhre mit $R_k = 300\,\Omega$ überlastet sein sollte. Wahrscheinlich wird das Glühen des Schirmgitters durch ein wildes Schwingen verursacht. Die Ursache hierfür muß dann aber in Ihrem Aufbau liegen — wir können Ihnen da leider nicht helfen.

*

Als langjähriger Leser und Abonnent Ihrer Zeitschrift hatte ich bisher immer den Eindruck, daß die Redaktion die veröffentlichten Arbeiten hinsichtlich ihrer Qualität überprüft. Bei der obengenannten Veröffentlichung über die Faseroptik haben Sie jedoch eine Stelle übersehen, die ich einen Monat später als einen Aprilscherz aufgefaßt hätte. Es heißt dort: „Als Leuchtstoff wird P 11- oder P 16-Phosphor verwendet (Phosphorisotope)." Die als Phosphore bezeichneten Leuchtstoffe haben mit dem Element Phosphor nichts zu tun und können daher auch keine Phosphorisotope sein, abgesehen davon, daß Phosphor niemals das Atomgewicht 11 oder 16 haben kann.

Dr. G. G., Leipzig

Wir danken unserem aufmerksamen Leser für seine berechtigte Kritik. Der durch einen Übersetzungsfehler entstandene Fehler wurde von uns leider übersehen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistorzerhacker im Eintakt- und Gegentaktbetrieb
- Dort, wo man an den Geräten von morgen arbeitet ...
- Siebung mit einfachen Schwingkreisen
- Hochfrequenz-Kleinleistungsoszillatoren und -verstärker mit Transistoren
- Die Berechnung von Ausgangsübertragern für Transistor- und Röhrenendstufen



▼ **Neue Werke der Funktechnik** entstehen in der Volksrepublik Bulgarien. So wird ein Werk für Meßgeräte in Blagojewgrad, ein Werk für Fernsehröhren in Sliven und ein Betrieb für Fernseh- und Rundfunkempfänger in Tyrnovo gebaut werden.

▼ **Seine eigenen Fernsehsendungen** wird in Kürze Bratsk, die Stadt des gigantischen Wasserkraftwerkes an der Angara in Sibirien, ausstrahlen. Der 192 m hohe Fernsehturm ist bereits fertiggestellt. Im Studio werden Anlagen aus der ČSSR eingebaut.

▼ **Ein Gerät zur Behandlung des Stotterns** wurde am Institut für experimentelle Physik in Lublin konstruiert. Der Apparat arbeitet nach dem Prinzip des Magnettongerätes und erzeugt ein künstliches Echo. Bei Stotterern, die das Echo ihres eigenen Sprechens hören, sollen sich Sprachfehler wenig bemerkbar machen. Systematische Übungen von zwei bis vier Monaten dürften nach Ansicht der Erfinder des Geräts genügen, um Sprachfehler zu beseitigen.

▼ **Ultraschall-Defektoskope für Achsenkontrolle,** mit deren Hilfe schnell und sicher eine Kontrolle des rollenden Materials durchgeführt werden kann, wurden in mehreren Reparaturwerkstätten der rumänischen Eisenbahn eingeführt. Mit der Inbetriebnahme dieser Defektoskope wird eine intensivere Auslastung des rollenden Materials möglich bei gleichzeitiger Gewährleistung aller Sicherheitsvoraussetzungen.

▼ **Elektronenrechenmaschinen** werden in diesem Jahr Pläne für den Einsatz von 15 000 Autos des Moskauer Güterkraftverkehrs aufstellen. Bereits im vergangenen Jahr waren derartige Pläne für den Einsatz von 12 200 LKW ausgearbeitet worden und brachten Einsparungen von insgesamt 2,5 Mill. Rubel.

▼ **Mehrere große Montagewerke,** von denen jedes jährlich mindestens eine halbe Million Fernsehgeräte herstellt, sollen in der UdSSR entstehen. Um die Vielzahl der gegenwärtig produzierten Typen zu verringern, sollen Standardgeräte mit 35-cm-, 47-cm- und 59-cm-Bildröhre entwickelt werden.

▼ **Das größte Zentrum Europas zur Bekämpfung des Krebses** entsteht gegenwärtig am Südrand von Moskau. Dieses Institut für experimentelle und klinische Onkologie der Akademie der Medizinischen Wissenschaften der UdSSR wird nach modernsten Gesichtspunkten aufgebaut und eingerichtet. So werden die für die Patienten bestimmten Zimmer der Klinik mit Fernseheinrichtungen und Videotelefonen ausgestattet werden, womit der Arzt die Möglichkeit hat, mit den Patienten zu sprechen und ihn zu sehen, ohne das Krankenzimmer aufzusuchen. Die Operationsräume erhalten Farbfernsehanlagen, die es erlauben, die Operation im Konferenzsaal zu verfolgen.

▼ **Zur größten Schau ihrer Art in der Welt** soll die Internationale Ausstellung für Feinmechanik, Elektronik und Automation werden, die im nächsten Jahr in London stattfindet. Im vergangenen Jahr stellten 579 Firmen aus 73 Ländern aus.

▼ **Die ersten Bildfunksendungen aerologischer und vergleichender Wetterkarten** von der sowjetischen Antarktisstation „Mirny" zum Flaggschiff der Walfangflotte „Sowjetskaja Rosija" sind erfolgreich durchgeführt worden. Die Karten wurden in guter Qualität auf dem Schiff empfangen.

▼ **Die offiziellen Abkürzungen für die Intervisionsstationen lauten:** TSS: Fernsehen der Sowjetunion, TVP: Fernsehen der Volksrepublik Polen, CT: Fernsehen der ČSSR, MT: Fernsehen der Ungarischen Volksrepublik, DFF: Deutscher Fernsehfunk.

▼ **Eine drahtlose Verbindung des Regisseurs mit dem Fernsehteam** wird im Fernsehzentrum in Sotschi (UdSSR) erfolgreich angewendet. Es handelt sich dabei um einen amplitudenmodulierten Träger, dessen Frequenz gleich der Zeilenfrequenz (15,625 Hz) ist. Bei dieser Frequenz ergeben sich keine Störungen im Begleitton- und Bildkanal, selbst wenn starke Felder erzeugt werden, und die Sende- und Empfangsanlagen sind äußerst einfach.

▼ **Der Kabanow-Effekt,** über den bereits in radio und fernsehen H. 19 (1962) S. 586 berichtet wurde, kann nach Ansichten und Ergebnissen sowjetischer Wissenschaftler praktisch zur Voraussage und Kontrolle zweibis dreistündiger Fernsehübertragungen auf Überreichweiten von 600 bis 2500 km dienen. Für die Voraussage kann derselbe Sender, der das Fernsehprogramm ausstrahlen wird, verwendet werden, und die Ortung der zur Übertragung notwendigen E_s-Schicht wird mit Hilfe von 1 bis 2 ms langen Impulsen durchgeführt.

▼ **Zur Isolation** des Gehäuses von Leistungstransistoren vom Gerätechassis oder Kühlblech verwendete man bisher dünne Glimmerplättchen von 0,05 mm Stärke. Als sehr viel besser geeignet erwies sich Berylliumoxyd. Plättchen aus diesem Material haben bei einer Stärke von 0,5 mm (!) eine sechsmal höhere Wärmeleitfähigkeit als ein Glimmerplättchen der oben genannten Stärke.

Längstwellennormalfrequenzen

Bis vor nicht allzu langer Zeit galt die Frequenzkonstanz des englischen Senders Daventry, die besser war als 10^{-8}, als besonders vorbildlich. Sie wurde in vielen europäischen Laboratorien als Eichnormal verwendet. Benutzt man Kurzwellen-Trägerfrequenzen zur Eichung, geht infolge von Schwankungen bei der Wellenausbreitung (Dopplereffekt bei Höhenveränderung der Heavisideschicht) die erreichbare Genauigkeit auf etwa 10^{-7} zurück. Längstwellenaussendungen, wie sie u. a. durch den amerikanischen Sender NBA auf 18 kHz erprobt werden, ermöglichen dagegen eine Genauigkeit des Frequenzvergleichs von annähernd 10^{-11}. Die Frequenzkontrolle des Senders selbst erfolgt durch eine Atomuhr.

Schwierige Automatisierung

Der schnelle technische Fortschritt der Halbleitertechnik ist überaus hinderlich für die Automatisierung. Nach Untersuchungen in Frankreich könnte der Preis von Transistoren durch automatische Fertigungsstraßen auf 20% gesenkt werden. Man begnügt sich jedoch mit einer teilmechanisierten Fertigung, die eine Anlaufzeit von etwa einem Jahr hat, lediglich aus dem Grunde, um mit der technischen Weiterentwicklung Schritt halten zu können. Für eine weitgehendere Automatisierung der Fertigungsstraßen von Transistoren rechnet man mit einer Anlaufzeit von 3 bis 5 Jahren, die die schnelle Anpassung an die Weiterentwicklung der Halbleitertechnik ernstlich in Frage stellen würde.

Neues über Halbleiter

● Die amerikanische Firma Sylvania hat Anfang des Jahres 1963 ihre gesamte Transistorenfertigung auf die Epitaxialtechnik umgestellt.

● Die USA-Firma Fairschild brachte den Silizium-Planartransistor 2 N 2484 heraus, der bei einem Kollektorstrom von 10 μA eine Stromverstärkung zwischen 100 und 500 besitzt. Bei einem ähnlichen Transistor der Texas Instruments Comp. erreicht die Stromverstärkung bei einem Kollektorstrom von nur 1 μA bereits den Wert 80.

Gruppenweltraumflug der Kosmonauten Valentina Tereschkowa und Valeri Bykowski

Am 14. Juni 1963 startete Oberstleutnant Valeri Bykowski mit dem sowjetischen Weltraumschiff „Wostok 5" zum Flug um die Erde. Die Bahnparameter wurden wie folgt angegeben:

Perigäum	175 km
Apogäum	222 km
Umlaufzeit	88,27 Minuten
Neigungswinkel zur Äquatorebene	64° 58″

Bykowski sendete auf den Frequenzen 20,006 und 143,625 MHz. Ferner befand sich an Bord der „Wostok 5" ein Sender der Bauart „Signal", der auf der Frequenz 19,948 MHz arbeitete.

Am 16. Juni 1963 startete die erste Frau der Welt, Valentina Tereschkowa, zu einem kosmischen Flug. Mit ihrem Weltraumschiff „Kosmos 6" kam sie bald nach dem Einflug in unmittelbarer Nähe (etwa 5 km) des 5. sowjetischen Raumschiffes. Hier die Bahnparameter:

Perigäum	181 km
Apogäum	231 km
Umlaufzeit	88,3 Minuten
Neigungswinkel zur Äquatorebene	etwa 65°

„Wostok 5" zog etwa zu dieser Zeit folgende Bahn:

Perigäum	168,4 km
Apogäum	208,3 km
Umlaufzeit	88,06 Minuten

Valentina Tereschkowa sendete ebenfalls auf den Frequenzen 20,006 und 143,625 MHz. Auch in ihrem Raumschiff befand sich eine weitere Sendeanlage vom Typ „Signal". Sie arbeitete auf der Frequenz 19,995 MHz.
„Wostok 5" und „Wostok 6" hatten nicht nur ständige zweiseitige Funkverbindung mit der Erde, sondern unterhielten auch zwischen ihren beiden Raumschiffen eine zuverlässige zweiseitige Funkverbindung, so daß die Beobachtungsergebnisse ausgetauscht werden konnten.
Einen Tag vor der Rückkehr zur Erde hatten die Raumschiffe folgende Flugbahnen:

„Wostok 5":

Perigäum	159 km
Apogäum	193 km
Umlaufzeit	87,8 Minuten

„Wostok 6":

Perigäum	174 km
Apogäum	218 km
Umlaufzeit	88,1 Minuten

Am 19. Juni 1963 landeten „Wostok 6" und „Wostok 5" in einem Abstand von etwa drei Stunden am vorausbestimmten Punkt auf dem Territorium der Sowjetunion auf dem 53. Breitengrad, und zwar „Wostok 5" 540 km nordwestlich und „Wostok 6" 620 km nordöstlich von Karaganda.
Valeri Bykowski hält danach mit 81 Erdumkreisungen und 119 Flugstunden, wobei er eine Strecke von 3,3 Mio km zurücklegte (das entspricht der neunfachen Entfernung Erde — Mond) den absoluten Weltrekord im bemannten Dauerflug durch den Kosmos.
Valentina Tereschkowa umkreiste die Erde in 71 Flugstunden 48mal, das ist mehr als zweimal soviel wie die Flugdauer von allen amerikanischen Kosmonauten zusammen.
Während des Fluges steuerten die Kosmonauten die Schiffe, kontrollierten den Betrieb der Bordsysteme, führten einen Komplex wissenschaftlicher Untersuchungen durch und nahmen Beobachtungen der Erdoberfläche, der Wolkendecke, der Sonne, des Mondes und der Sterne vor. Im Laufe des ganzen Fluges führten sie regelmäßig physiologische, Vestibular- und psychologische Versuche sowie spezielle Übungen unter den Verhältnissen der Schwerelosigkeit aus. Mit telemetrischen und Fernsehanlagen wurden das Befinden der Kosmonauten und die Bordsysteme ständig kontrolliert. Der Komplex der Meß- und Rechenanlagen auf der Erde gewährleistete exakte Messungen und die rechtzeitige Auswertung der Angaben über die Flugbahnen der Raumschiffe. Die Systeme für das Niedergehen und Landen der Raumschiffe funktionierten koordiniert und sicher.
Zu den mit Erfolg durchgeführten Aufgaben gehörte auch die Orientierung des Kosmonauten an den Sternbildern, ein Verfahren, das bei einer Rückkehr nach längerem Raumflug zur Erde von Bedeutung werden kann.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1963

MM-Technik — Ja oder Nein?

Ing. S. GEBHARD

In dem vorliegenden Artikel werden einige Probleme, die die Mikro-Modul-Technik aufwirft, diskutiert und Lösungswege angegeben, um bestimmte, in der MM-Technik schwer zu realisierende Bauelemente entweder ganz zu vermeiden oder ihre Anwendung auf ein Minimum herabzudrücken. Ferner wird besonders auf die Bedeutung der Standardisierung für die MM-Technik hingewiesen.

Seit mehreren Jahren schon beschäftigen sich Ingenieure und Techniker in der ganzen Welt mit den Möglichkeiten der Verkleinerung elektronischer Geräte. Jeder weiß die Vorteile eines Transistor-Taschenempfängers gegenüber einem Röhren-Koffergerät oder einem Heimempfänger zu schätzen. Leider aber muß man oft noch wesentliche Nachteile mit in Kauf nehmen, wie z. B. die Klangqualität eines Transistor-Taschenempfängers gegenüber einem Heimempfänger. Aber wäre das ein Grund, zu sagen, daß deshalb die kleine Bauweise unzweckmäßig sei? Betrachtet man die Umstände objektiv, so muß man lediglich feststellen, daß es bisher noch nicht gelungen ist, das Bauteil, welches elektrische Schwingungen in akustische umwandelt, bei gleichbleibender Klangqualität so zu verkleinern, daß es in einem angemessenen Verhältnis zu den übrigen Bauelementen der Elektronik bleibt. Daß die schlechte Klangqualität kleiner und kleinster Empfänger nur am Lautsprecher liegt, davon kann sich jedermann überzeugen, indem er an ein derartiges Gerät einen großen Lautsprecher anschaltet. Eine mögliche Verkleinerung der Geräte ist aber nicht nur für die Unterhaltungselektronik von großem Vorteil, sondern ebenso für die Industrie und die kommerzielle Technik.

Die Vorteile sind sehr vielseitig; so bringt z. B. die Verkleinerung eines Gerätes in den meisten Fällen auch eine wesentliche Gewichtsverminderung mit sich. Diese wiederum bedeutet einen niedrigeren Materialbedarf. Ein geringeres Gewicht der Funk- und Meßgeräte z. B. gestattet in Flugzeugen und besonders Raketen eine Vergrößerung des Laderaumes und der Nutzlasten oder eine Erweiterung an Kontroll- und Meßgeräten bei gleichem Platzbedarf. Ferner erfordert der Transport von Rohmaterial, Halbfabrikaten und fertigen Geräten einen großen Kostenaufwand. Wenn man die Vorteile der Miniaturisierung elektronischer Geräte voll darlegen will, so sollte man den Transport auf keinen Fall unberücksichtigt lassen. Bei einer zehnfachen Verkleinerung eines Gerätes z. B. kann man mit einem Fahrzeug die zehnfache Menge der bisher transportierten Geräte oder Rohstoffe auf einmal bewältigen.

Die in den letzten Jahren schon bei einigen Geräten erzielte Verkleinerung ist im wesentlichen durch die Anwendung von Transistoren anstelle von Elektronenröhren sowie gedruckter Schaltungen, aber mit im übrigen herkömmlichen, auch zum Teil verkleinerten Bauelementen erzielt worden. Ein grober Größenvergleich verschiedener Geräte wird durch die Angabe der Bauelementedichte ermöglicht. Die mit herkömmlichen Bauelementen gegenwärtig erzielte maximale Bauelementedichte bei elektronischen Geräten liegt etwa bei 0,5 bis 0,8 Bauelemente je cm^3. Eine weitere Miniaturisierung der elektronischen Geräte ist zwar durch eine weitere Verkleinerung herkömmlicher Bauelemente noch möglich, bringt aber in zunehmendem Maße durch die Vielgestaltigkeit der Bauelemente technologische Schwierigkeiten in bezug auf eine rationelle Fertigung.

Einen Schritt auf dem Wege weiterer Miniaturisierung elektronischer Baugruppen und Geräte etwa um den Faktor 10 bringt die Anwendung der Mikro-Modul-Technik (MM-Technik). Man ist aber bereits dabei, das Volumen von elektronischen Baugruppen mit Hilfe der Festkörpertechnik und der Molekularelektronik auf $^1/_{100}$ bis auf $^1/_{1000}$ des bisherigen zu verringern. Diese Technik ist noch im Entwicklungsstadium, und es werden mehrere Jahre vergehen, ehe sie die Produktion elektronischer Geräte bestimmend beeinflußt.

Wesentlich greifbarer hingegen ist die MM-Technik. Schon mehrere Jahre lang beschäftigen sich auch Ingenieure unserer Republik mit dieser Technik, so im besonderen in dem VEB Keramische Werke Hermsdorf. Dieser Betrieb ist sozusagen prädestiniert für die Entwicklung der MM-Technik, da die Fertigungsverfahren dieser neuen Technik den bisher in diesem Betrieb für die Herstellung keramischer Bauelemente angewandten Verfahren am nächsten kommen.

Die MM-Technik hat allerdings einen wesentlichen Nachteil, und zwar den, daß dafür völlig neue Bauelementeausführungen notwendig sind. Sämtliche für die elektronischen Geräte erforderlichen Bauelemente müssen in flacher Bauweise bei möglichst kleiner und für alle Bauelemente gleicher Grundfläche und oft auch als Bauelementekombinationen hergestellt werden. Weiterhin gibt es eine Anzahl Bauelemente, die sich der MM-Technik in bezug auf ihre Abmessungen zur Zeit noch sehr schlecht anpassen lassen. Hier möchte ich aber wieder an das anfangs angeführte Beispiel mit dem Lautsprecher im Transistorempfänger erinnern. Es sind dies im besonderen Induktivitäten für Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzverstärker, Drosseln, Übertrager und Transformatoren für Niederfrequenzstufen. Aber auch die in vielen elektronischen Geräten erforderlichen Abgleichbauelemente, wie z. B. Trimmer und Einstellregler, wollen nicht so recht in die MM-Technik passen.

So ist es nicht verwunderlich, wenn man die MM-Technik bisher nur einseitig auf solche Geräte anwandte, die alle diese „unschönen" Bauelemente nicht enthalten. Geräte, die in der Hauptsache aus Widerständen, Kondensatoren, Transistoren und Dioden bestehen, sind elektronische Rechenmaschinen und überhaupt digitale elektronische Geräte. Bild 1 zeigt jedoch, daß auch Funkgeräte (Sender und Empfänger), Meßgeräte sowie Geräte für die elektronische Steuerungs- und Regelungstechnik durchaus in MM-Technik ausgeführt werden könnten.

Eine neue Technik erfordert aber auch ein Umdenken in bezug auf die Gestaltung einer Schaltung. Bekanntlich gibt es für die Verwirklichung einer bestimmten Aufgabe sehr oft mehrere Wege und Ausführungen. Man kann viele der oben angeführten „unschönen"

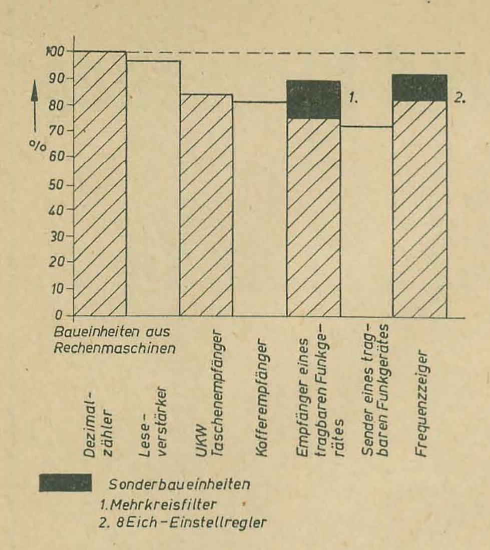


Bild 1: Prozentualer Anteil an Grundbauelementen (Widerstände, Kondensatoren, Transistoren und Dioden) bei verschiedenen Gerätetypen

Bauelemente durch eine andere Schaltungsausführung vermeiden.

Im folgenden sind einige Beispiele angeführt.

1. Bei Funkempfangsgeräten wurden bisher zweikreisige Bandfilter in den ZF-Stufen verwendet. Jede Stufe enthält also Induktivitäten und Abgleichselemente (Trimmer oder Abgleichkerne in den Spulen). Für die MM-Technik wesentlich besser geeignet ist ein aperiodischer ZF-Verstärker, der keinerlei „unschöne“ Bauelemente enthält. Die erforderliche ZF-Selektion wird vor dem aperiodischen ZF-Verstärker in einer besonderen Baueinheit mit einem nur einmal einzustellenden mehrkreisigen Filter verwirklicht (Bild 2). Für viele Zwecke geeignet sind auch mechanische Filter. Speziell für MM-Technik sind auch bereits sogenannte Transfilter in der Entwicklung.

2. Zur Demodulation eines frequenzmodulierten Signals wird fast ausschließlich ein Diskriminator oder ein Ratiodetektor verwendet. Der Abgleich des Diskriminatorfilters erfordert zwei regelbare Glieder. Diese Demodulationseinrichtung kann man durch eine Zählschaltung, die keine Trimmer, Abgleichspulen oder Einstellregler enthält, ersetzen (Bild 3).

3. Einstellregler lassen sich oftmals durch Verwendung anderer Schaltungen für gleiche Funktionen vermeiden. Zum Beispiel kann man einen Einstellregler zum Einstellen des Arbeitspunktes einer Rauschsperre vermeiden, wenn man das Arbeitsprinzip der Rauschsperre so abändert, daß ihre Arbeitsweise unabhängig von der Verstärkung des Empfängers wird (Bild 4).

4. In bestimmten Geräten, z. B. einigen Meßgeräten, wird oft eine konstante Verstärkung einer oder mehrerer Stufen gefordert. Mit Hilfe eines Einstellreglers wurde der Verstärker in gewissen Zeitabständen nachgeglichen. Ein solcher Regler wird entbehrlich, wenn man die Verstärkung durch eine Regelschaltung konstant hält.

5. Durch Anwendung der Digitaltechnik ist es heute möglich, Spannungs- und Frequenzmesser nach einem völlig anderen Prinzip zu bauen, als es bisher geschah. Digitale Voltmeter und Frequenzmesser enthalten fast nur noch die Grundbauelemente. Sie sind daher für die Ausführung in MM-Technik sehr geeignet.

Die wenigen angeführten Beispiele zeigen bereits, welche Möglichkeiten zur Anwendung dieser neuen Technik bestehen. Aber dies genügt noch nicht, um den Durchbruch der MM-Technik gegenüber den herkömmlichen Fertigungsverfahren für elektronische Geräte zu erzielen.

Eine große Bedeutung kommt auch der Standardisierung der MM-Technik zu, denn von ihr hängt im wesentlichen die Rentabilität der Fertigung von MM-Bausteinen ab. Bisher hat man sich auf die Herstellung von Modulen für die Rechentechnik und für digitale Meßgeräte beschränkt, da diese am leichtesten in der MM-Technik zu verwirklichen sind. Das Anwendungsgebiet ist aber weit größer. Zum Beispiel könnte man standardisierte aperiodische Verstärkerstufen schaffen, die für sämtliche zu verstärkenden Wechselspannungen von wenigen Hz bis zu einigen MHz einsetzbar sind. Sie könnten sowohl als NF- wie auch als ZF-Verstärkerstufen und für einige Anwendungen sogar als HF-Verstärker verwendet werden. Verwirklicht man bei diesen Stufen gleichzeitig

a) einen möglichst hohen Eingangswiderstand (z. B. $\geq 20\ k\Omega$),

b) einen niedrigen Ausgangswiderstand (z. B. $\leq 1\ k\Omega$),

c) einen großen Aussteuerbereich (z. B. ≥ 1 V),

d) eine symmetrische Begrenzung bei zu großer Eingangsamplitude,

e) eine stabile und konstante Verstärkung,

dann ist dieser aperiodische Verstärker bereits sehr universell einsetzbar.

Sollte eingewendet werden, daß eine solche Verstärkerstufe für diesen oder jenen Zweck zu aufwendig sei und man den gewünschten Effekt mit einer wesentlich billiger herzustellenden Verstärkerstufe erreichen könnte, dann ist das zwar unter den gegenwärtigen Umständen richtig. Aber die Möglichkeit, diese Bausteine in großem Umfange einsetzbar zu machen, gestattet eine Massenfertigung, die die Herstellung solcher standardisierten Bausteine günstiger erscheinen läßt, als die Einzelfertigung an sich billigerer Verstärkerstufen. Dies gilt natürlich auch für andere Bausteine. Die Standardisierung darf sich aber nicht nur auf fertige Bausteine beschränken; sie muß bis zu den kleinsten Bauteilen eines Modulbausteines reichen.

So z. B. sind die Grundbauteile für Mikro-Module in der DDR kleine rechteckige Keramikplättchen mit den Abmessungen 10×15 mm, die die Träger sämtlicher elektrischen Bauelemente sind. Jedes dieser Plättchen hat 2×5 äußere Anschlüsse und 2×3 innere Anschlüsse für die Bauelemente, d. h. es können bis zu 3 Widerstände auf einem Plättchen aufgebracht werden. Auf den Plättchen sind elektrische Verbindungen zwischen den 6 inneren und den 10 äußeren Anschlüssen erforderlich. Diese elektrischen Verbindungen, die durch aufgebrannte Silberleiterzüge verwirklicht werden, müssen unbedingt standardisiert werden, da die Anzahl der verschiedenen notwendigen Leitungszüge sonst eine Vielzahl unterschiedlicher Plättchen erfordert.

Berechnungen und Überlegungen haben ergeben, daß sich sämtliche 45 möglichen Anschlußkombinationen für einen Zweipol bereits durch 5 verschiedene Schaltungsfiguren, d. h. durch 5 Plättchen, verwirklichen lassen, wenn man die Schaltungsmöglichkeiten mit berücksichtigt, die durch Umklappen und durch Drehen der Plättchen entstehen (Bild 5). Das ist jedoch auf Grund der symmetrischen Form der Plättchen möglich. Sieht man jedes Plättchen zunächst nur als Träger eines Bauelementes an, dann kann man zur Verwirklichung einer Schaltung die Anschlußpunkte völlig beliebig wählen. Durch geeignete Wahl der Anschlußpunkte in Verbindung mit der Schaltung des Bausteines bzw. des Moduls kann man aber bis zu 4 Bauelemente auf ein

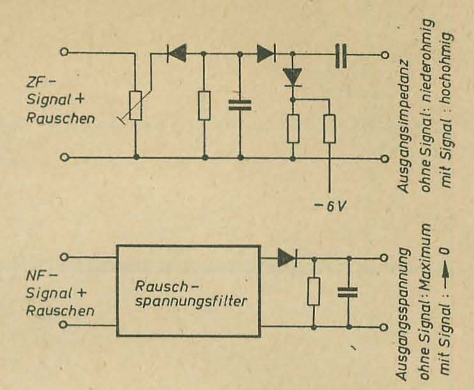
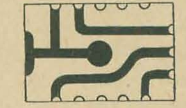


Bild 4: Rauschsperre mit und ohne Einstellregler



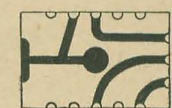
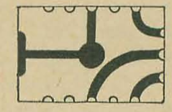




Bild 5: Vorschlag zur Standardisierung der Grundbauteile der MM-Technik

Bild 2: a) Herkömmliche ZF-Verstärkerschaltung, b) ZF-Verstärkerschaltung für MM-Technik

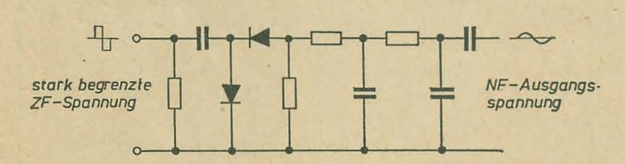


Bild 3: Zählschaltung als FM-Demodulator

Eine zentrale Wobbel- und Frequenzmarkenanlage

KARLHEINZ KÖHLER

Mitteilung aus dem VEB RAFENA Werke Radeberg

Zum Verständnis der hier beschriebenen Anlage sei zunächst auf die übliche Methode des ZF-Abgleiches der Fernsehempfänger eingegangen. Die bisher produzierten Fernsehempfänger wurden mit Festfrequenzen abgeglichen und mit einzelnen Wobblern genau nachkontrolliert oder nur mit einzelnen Wobblern abgeglichen. Dazu war von seiten des Prüfers eine Anzahl Handgriffe an den verschiedensten Bedienungsknöpfen des Wobblers erforderlich. Für die Beobachtung bestimmter Kurvenstellen, z. B. der Tontreppe, mußten der geeignete Frequenzhub eingestellt und die entsprechenden Frequenzmarken abgezählt oder Zwischenwerte interpoliert werden. Diese Faktoren bedeuteten aber Zeitverlust und damit unproduktives Arbeiten.
Beim Vergleich mehrerer ZF-Verstärker, die mit verschiedenen Wobblern abgeglichen wurden, ergaben sich oftmals unterschiedliche Bild-ZF-Durchlaßkurven. Sie waren die Folge eines ungleichmäßigen oder unterschiedlichen Signalpegels über dem Frequenzhub. Schließlich war eine Erweiterung der Zahl der Meßplätze durch die geringe zur Verfügung stehende Anzahl guter Wobbler nicht möglich.
Aus diesen Erkenntnissen wurde im Zuge der Rekonstruktion des VEB RAFENA Werke Radeberg eine zentrale Wobbel- und Frequenzmarkenanlage (Bild 1) entwickelt, die die oben beschriebenen Nachteile möglichst vermeiden sollte.
Diese Anlage, die an zentraler Stelle des Fernsehprüffeldes aufgestellt wurde, wird vom Personal des Senderaumes überwacht. Damit, und durch entsprechende elektrische Maßnahmen, wird eine Konstanz der Pegel an allen Meßplätzen garantiert. An allen Meßplätzen stehen also HF-Signale zur Verfügung, die eine einheitliche Bandmitte, einheitlichen Frequenzhub und einheitliche Frequenzmarken besitzen.
Der Prüfer wird damit davor gesichert, z. B. eine Nyquistflanke deshalb fehlerhaft abzustimmen, weil die Lage bestimmter Frequenzmarken innerhalb des gegebenen 1-MHz-Markenspektrums von seiner individuellen Ansicht abhing. Jetzt erhält er die für die Durchlaßkurve charakteristischen Frequenzmarken mit dem dazugehörigen HF-Signal von zentraler Stelle.
Mit diesen Maßnahmen wird die Möglichkeit geschaffen, den Abgleich der Fernsehempfänger genauer durchzuführen. Der Einsatz dieser Anlage stellt damit einen Beitrag zur Erhöhung der Qualität unserer Fernsehempfänger dar.

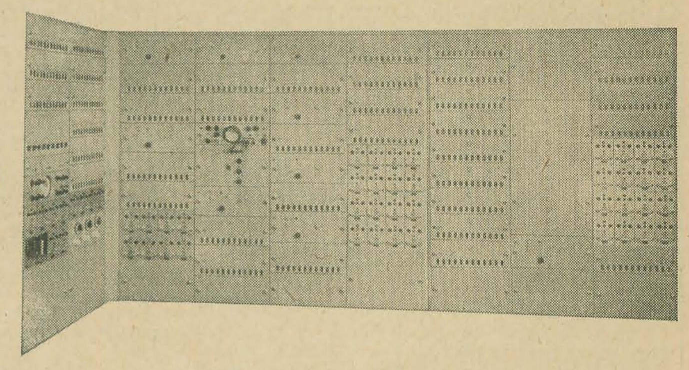


Bild 1: Ansicht der zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage des VEB RAFENA Werke Radeberg

Die Anlage wurde so entwickelt, daß sowohl der genaue Abgleich der gesamten Bild-ZF-Kurve als auch Teile davon, wie Tontreppe, Nachbarbildfalle oder Nachbartonfalle, möglich sind. Zu diesem Zweck sind vier getrennte Wobbler für die CCIR-Norm vorhanden. Sie überstreichen mit ihrem Frequenzhub die genannten Bereiche. Jeder Wobbler speist zwei ZF-Verteilerverstärker mit je zwölf Ausgängen. Davon sind je zehn Ausgänge für entsprechende Meßplätze im Prüffeld vorgesehen. Die restlichen zwei Ausgänge dienen zur Verwendung innerhalb der Anlage.
Selbstverständlich wurde die Anlage so ausgelegt, daß auch Fernsehempfänger ausländischer Normen abgeglichen werden können. So wurden nochmals vier Wobbler für die obigen Bereiche vorgesehen, die wahlweise für die osteuropäische OIR-Norm oder amerikanische RTMA-Norm eingestellt werden können. Diese vier Wobbler speisen jeweils einen ZF-Verteilerverstärker mit je zwölf Ausgängen.
Zur Kennzeichnung bestimmter Frequenzen, wie z. B. Mitte der Nyquistflanke, wurde eine Frequenzmarkenanlage geschaffen, die zu dem jeweiligen Wobbelsignal die entsprechenden Marken erzeugt. So werden beispielsweise für die Darstellung der gesamten Bild-ZF-Kurve bei der CCIR-Norm folgende Marken erzeugt:

Nachbarbildfalle:	31,9 MHz
Tontreppe:	33,4 MHz
Bandbreite:	34,4 MHz
Bandmitte:	36,6 MHz
Nyquistflanke:	38,9 MHz
Nachbartonfalle:	40,4 MHz

Die Erzeugung dieser Marken erfolgt in einem Markengeber. Die vier Ausgänge des Markengebers speisen je zwei Marken-Verteilerverstärker mit je zwölf Ausgängen. Auch hier sind je zehn Ausgänge für die Meßplätze im Prüffeld vorgesehen. Je zwei Ausgänge dienen zur Verwendung innerhalb der Anlage.
In Ergänzung zu den Wobblern für die ausländischen Normen ist je ein Markengeber für die OIR-Norm und für die RTMA-Norm vorgesehen, die je nach Bedarf an die entsprechenden Wobbler angeschlossen werden können. Auch von diesen Markengebern wird das Signal über vier Marken-Verteilerverstärker an die Meßplätze verteilt.
Durch die (2×4) Wobbler besteht die Möglichkeit, die bei uns übliche CCIR-Norm zu produzieren und gleichzeitig noch Fernsehempfänger einer der oben angegebenen ausländischen Normen herzustellen.
Die dazu erforderliche Umrüstzeit ist sehr gering. Es müssen hierbei neben der Inbetriebnahme der entsprechenden Anlagenteile nur die Kabel der betreffenden Meßplätze an die gewünschten Verteilerverstärker angeschlossen werden.

Fortsetzung von Seite 424

Plättchen aufbringen. Dagegen werden gegenwärtig zur Verwirklichung sämtlicher möglichen Schaltungsfiguren etwa 20 verschiedene Plättchen verwendet.
Diese hier aufgezeigten Möglichkeiten zur Förderung der MM-Technik ließen sich gewiß noch durch viele andere erweitern.
Fassen wir noch einmal zusammen:
1. Weitestgehende Standardisierung unter Ausschöpfung optimaler Variationsmöglichkeiten vom kleinsten Bauteil bis zur Baueinheit und dem Gerät.
2. Für Schaltungen, die für die MM-Technik ungeeignete Bauelemente enthalten, müssen neue Schaltungen gefunden werden, die diese Bauelemente möglichst nicht enthalten, auch wenn dadurch die Anzahl der erforderlichen Grundbauelemente (R, C, Transistor und Diode) größer wird. Weitgehend sollte die digitale Technik zur Schaffung neuer Schaltungen herangezogen werden (z. B. digitale Voltmeter und Frequenzmesser).
Durch Realisierung der in diesen Punkten angedeuteten Möglichkeiten kann dazu beigetragen werden, die MM-Technik in unserer Wirtschaft den Platz einnehmen zu lassen, der ihr gebührt.

Literatur

[1] Stolze: Mikro-Modul-Technik. Nachrichtentechnik 12 (1962) H. 11 S. 404 bis 408
[2] Assmann, E.: Mikromodul-Technik. radio mentor 27 (1961) H. 11 S. 960 bis 964
[3] Friedel, K. P.; Hofmann, H.; Krause, E. H.: Mikrosystem-Elektronik. Nachrichtentechnik 12 (1962) H. 1 S. 33 bis 35
[4] Glaser, M.: Die Impulszählschaltung als FM-Demodulator. radio und fernsehen 8 (1958) H 22 S. 675 bis 678
[5] Hennig, W.: Wege zur Mikrominiaturisierung. Elektronik 9 (1960) H. 6 S. 163 bis 167

CCIR-Norm
OIR/RTMA-Norm
DF-Anlage
ZF TT NB NT
Hor. Abl. 3 V_{eff}
Wobbelgeneratoren
max. 100 mV≈
Verteilerverstärker
75 mV≈
Zusatzteil
CCIR RTMA OIR
5,4 5,5 5,6 MHz 4,4 4,5 4,6 MHz 6,4 6,5 6,6 MHz
Quarzgeneratoren
400 mV≈
100 mV≈
Markengeber
OIR Markengeber
RTMA Markengeber
8 V_{SS}
etwa 250 mV_{SS}
Regelglied
Modulationsgradmeßgerät 4,5; 5,5; 6,5 m · 30 %
Prüfling
Netzteile
el. ger. 200 V/260 mA 6,3 V/7A
el. ger. 300 V/140 mA 6,3 V/7A
Sichtgerät
Regelglieder
Kontrollteil
Kontrollsichtgerät

Bild 2: Blockschaltbild der zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage

Das Blockschaltbild Bild 2 gibt einen Überblick über die gesamte Anlage.

Zur Überwachung und schnellen Umstellung der Meßplätze auf eine andere Norm wird jeder Meßplatz über Koaxialkabel von der zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage gespeist. Das erfordert zwar größere Kabellängen, bietet aber den Vorteil, daß jeder beliebige Meßplatz mit der gewünschten Norm versorgt werden kann. Darüber hinaus erweist sich die Möglichkeit, die gesamte Anlage an zentraler Stelle überwachen zu können, von großem Vorteil. Zur vollständigen Versorgung eines Meßplatzes mit den vier Wobbelsignalen sind acht Kabel sowie ein Kabel für die Horizontalablenkung des Sichtgerätes erforderlich.

Die Horizontalablenkung wurde in Form einer Ringleitung von einem Meßplatz zum anderen verlegt. Da alle Wobbler in der Horizontalablenkung phasenmäßig synchron laufen, war diese Installationsmöglichkeit gegeben.

Am Meßplatz im Prüffeld werden alle ankommenden Kabel an ein Regelglied geführt. Hier können die gewünschten Wobbelbereiche mit den zugehörigen Marken mittels Schalter gewählt werden. An diesem Regelglied ist als weitere Bedienungsmöglichkeit ein Pegelregler vorgesehen. Damit ist dem Prüfer eine größere Zeiteinsparung in der Bedienung der Wobbelspannungsquelle möglich; denn es entfällt damit die Einstellung des Frequenzhubes, der Bandmitte und das Abzählen der entsprechenden Frequenzmarken. Es lassen sich somit am Prüfling die Durchlaßkurven nach Bild 3 messen.

Wobbelanlage

Wobbelgenerator

Unter der Vielzahl der zur Verfügung stehenden Wobbelverfahren mußte bei der Entwicklung ein Verfahren herausgesucht werden, das in der Lage ist, den technischen Anforderungen Rechnung zu tragen. Dabei fiel die Wahl auf den ferromagnetischen Wobbler. Er ermöglicht in eleganter Weise, die beiden Bedingungen: Durchstimmbarkeit der Frequenz und Wobbelhub bis 12 MHz direkt im Fernseh-ZF-Bereich zu lösen, ohne eine Transponierung vorzunehmen.

Auf die nähere Beschreibung des Wobbeloszillators kann hier verzichtet werden, da der ferromagnetische Wobbler in seiner Wirkungsweise allgemein bekannt ist. Die sich ergebende Modulationskennlinie ist im Bild 4 dargestellt. Wie man erkennt, ist die Einstellmöglichkeit durch einen entsprechend gewählten Magnetisierungsstrom für alle vorkommenden Frequenzen innerhalb der CCIR-, OIR- und RTMA-Norm gegeben.

Wie das Blockschaltbild Bild 5 zeigt, schließt sich an den Wobbeloszillator $Rö_1$ die Trennstufe $Rö_2$ an. Sie hat die Aufgabe, eine regelbare HF-Spannung bei konstantem Quellwiderstand an den ZF-Verteilerverstärker abzugeben.

Zur Erzeugung einer über den ganzen Frequenzbereich konstanten HF-Spannung ist eine selbsttätige elektronische Regelung erforderlich. Über eine geeignete Demodulationsanordnung wird eine Regelautomatik gespeist, die den Wobbeloszillator in entsprechender Weise regelt. Die Horizontalablenkspannung sowie alle anderen synchron verlaufenden 50-Hz-Spannungen werden über einen Transformator aus dem Netz erzeugt. Zur Beseitigung der Netzspannungsoberwellen dient eine vom Netz entkoppelte Resonanzschaltung.

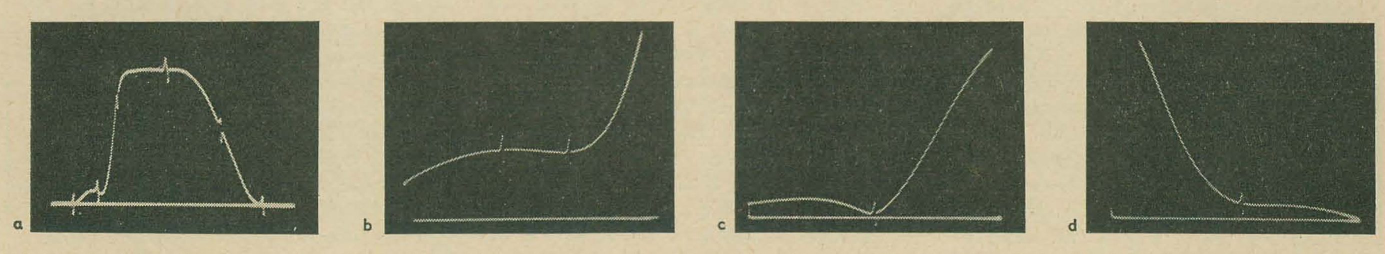


Bild 3: Wobbeloszillogramme a) des ZF-Bereiches, b) des Tontreppen-Bereiches, c) des Nachbar-Bild-Bereiches, d) des Nachbar-Ton-Bereiches

Als Bezugspegel für die Beurteilung einer Durchlaßkurve ist eine Nullinie erforderlich. Sie wird durch die Austastung des Oszillators $Rö_1$ erreicht. Tastverhältnis und Phasenlage der Tastspannung sind einstellbar.

ZF-Verteilerverstärker

Der Wobbelgenerator liefert seine HF-Spannung an den nachfolgenden Verteilerverstärker. Mit einem Verstärkungsfaktor von etwa 1

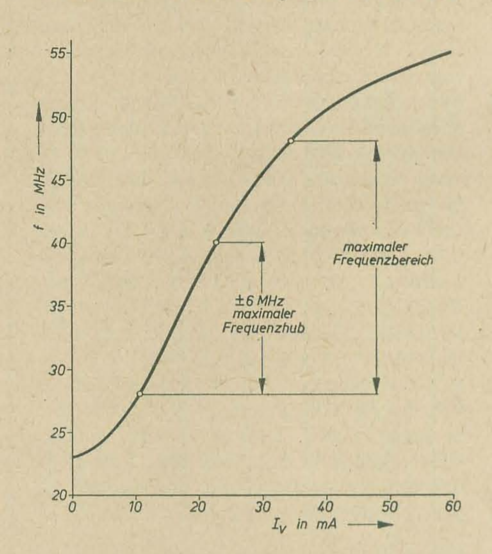


Bild 4: Modulationskennlinie des Wobbelgenerators

hat dieser Verstärker die Aufgabe, innerhalb des Durchlaßbereiches von 30 ··· 50 MHz das Eingangssignal auf zwölf Ausgänge zu verteilen. Die Ausgänge sind durch Röhren voneinander entkoppelt. Um bei der Bandbreite von über 20 MHz den Verstärkungsverlust der Endstufe auszugleichen, wurde in allen Stufen die sehr steile Röhre EF 861 verwendet.

Nach Transformierung und Verstärkung in der ersten Röhre wird das HF-Signal auf drei Röhren verteilt. Danach folgt, wie Bild 6 zeigt, in jeder Gruppe ein festgekoppeltes Bandfilter, das zur Ankopplung der je vier Endstufen dient. Ein weiterer Resonanzkreis im Gitter der Endröhren dient gleichzeitig zur Anhebung am oberen Ende der Durchlaßkurve und zur Entkopplung der Röhreneingangskapazitäten der Endstufen. Die Durchlaßkurve eines ZF-Verteilerverstärkers ist im Bild 6 dargestellt. Das Einmessen des Verteilerverstärkers muß sehr sorgfältig durchgeführt werden, da am Ausgang des Verstärkers ein Amplitudengang innerhalb 30 bis 50 MHz von nur 3% zugelassen ist.

Regelglieder

Wie bereits erwähnt, werden die Signale von der zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage über Koaxialkabel an die Regelglieder der einzelnen Meßplätze geführt. Neben dem Programm-Wahlschalter ist ein Pegelregler vorhanden, der seinen Z-Wert über den Regelbereich annähernd konstant hält. Darüber hinaus ist der imaginäre Anteil im Eingang des Reglers mit einer geringen Kapazität auskompensiert, so daß eine gute Anpassung am Kabelende gegeben ist. Vom Regelglied wird die HF-Spannung auf das Meßobjekt und die Frequenzmarken sowie die Horizontalablenkspannung auf das Sichtgerät gegeben.

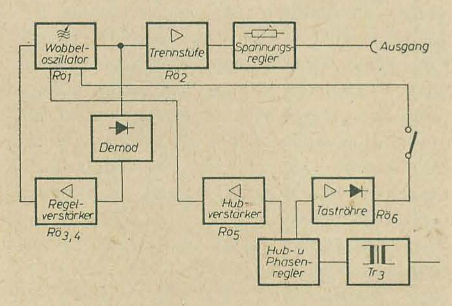


Bild 5: Blockschaltbild des Wobbelgenerators

Kontrollorgane

Zur Überwachung der Spannungspegel und zur Kontrolle der gesamten Funktion der Anlage ist ein Kontrollteil sowie ein Kontrollsichtgerät vorgesehen. Im Kontrollteil werden mit einem Mehrebenenschalter die gewünschten Wobbelbereiche und Frequenzmarken der entsprechenden Norm gewählt und dann auf einen Bild-ZF-Verstärker geschaltet. Im Kontrollteil ist je ein Bild-ZF-Verstärker für die

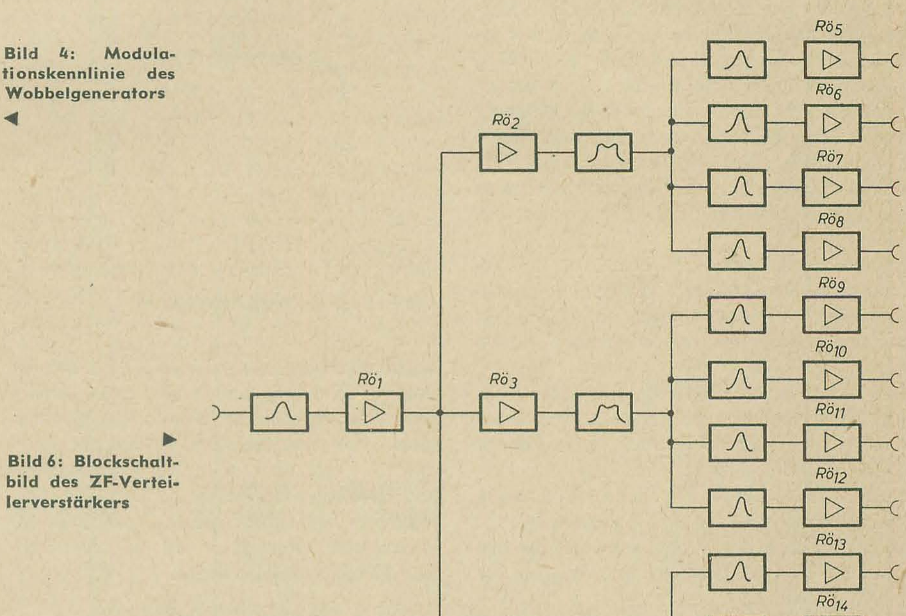


Bild 6: Blockschaltbild des ZF-Verteilerverstärkers

Sichtgerät

Zur Darstellung der entsprechenden Oszillogramme wurden bereits früher Sichtgeräte mit 10-cm-Katodenstrahlröhren entwickelt. Sie enthalten je einen Horizontal- und einen Vertikalverstärker sowie die entsprechende Stromversorgung. Der Horizontalverstärker benötigt zur Vollaussteuerung der Katodenstrahlröhre etwa 3 V_{eff}. Der Vertikalverstärker besitzt zwei durch Schalter umschaltbare Eingänge. Mit etwa 100 mV steuert dieser Verstärker die Katodenstrahlröhre aus. Beide Verstärker sind als RC-Verstärker ausgeführt und besitzen bei 50 Hz Rechteckspannung eine Dachschräge $\leq 3\%$. Damit ist gewährleistet, daß durch die Nullinie des Wobbelgenerators keine Verzeichnungen oder Phasendrehungen auftreten. Bedingt durch die großen Arbeitswiderstände in den einzelnen Verstärkerstufen liegt die obere Grenzfrequenz der Verstärker bei etwa 10 kHz. Sie reicht zur Übertragung der Oszillogramme völlig aus.

Die Einkopplung der Frequenzmarken erfolgt über eine dritte Buchse des Vertikalverstärkers in die Endstufe. Um eine verschleifungsfreie Einkopplung der Marken zu gewährleisten, ist eine Einkopplung an anderer Stelle des Vertikalverstärkers nicht möglich. Ein breitbandiger Vorverstärker hebt den Spannungspegel der Frequenzmarken an, damit die Endstufe in genügendem Maße mit den Nadelimpulsen ausgesteuert werden kann.

CCIR-, OIR- und RTMA-Norm enthalten. Das nach der Demodulation zur Verfügung stehende Signal wird dem Kontrollsichtgerät zugeführt und dort als Oszillogramm dargestellt. Dieses Kontrollsichtgerät ist im wesentlichen das gleiche Gerät, wie es im Prüffeld benutzt wird und im vorhergehenden Abschnitt beschrieben wurde.

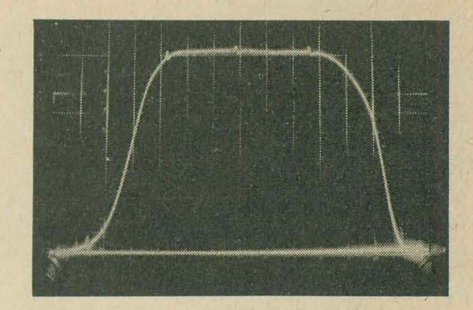


Bild 7: Durchlaßkurve des ZF-Verteilerverstärkers

Auf diese Weise wird das gleiche Oszillogramm dargestellt, wie es an den Meßplätzen im Prüffeld gewonnen wird. Nach diesen Oszillogrammen wird vom Überwachungspersonal die Anlage eingestellt.

Zur Kontrolle der Spannungspegel und der richtigen Anpassung am prüffeldseitigen Ende der HF-Spannung führenden Kabel sind an

allen Ausgängen der ZF-Verteilerverstärker parallel liegende Meßausgänge angeordnet.
Die Geradlinigkeit des HF-Pegels über dem Hub sowie die oben erwähnte Anpassung wird mit einem Tastkopf oszillografisch über das Kontrollsichtgerät gemessen.

Frequenzmarkenanlage

Markengeber

Für die Erzeugung bestimmter Frequenzmarken für den Abgleich der Fernsehempfänger mit der zentralen Wobbelanlage sind Markengeber vorgesehen. Je ein Markengeber erzeugt dabei Frequenzmarken für die CCIR-, OIR- und RTMA-Norm. Elektrisch unterscheiden sich CCIR- und OIR-Markengeber nur in den Quarzfrequenzen und in geringen Frequenzdifferenzen der Resonanzkreise. Der RTMA-Markengeber weist dagegen zusätzlich eine andere Schaltung der Quarzgeneratoren auf.
Entsprechend den vier Wobblern für den gesamten ZF-Bereich, die Tontreppe, die Nachbarbildfalle und die Nachbartonfalle, erzeugt der Markengeber die entsprechenden Marken dazu.
Hierzu sind innerhalb des Markengebers sechs Kanäle vorhanden, die in geeigneter Weise miteinander verkoppelt sind (siehe hierzu Blockschaltbild Bild 8). Die Lage der Frequenzmarken, die in den einzelnen Kanälen erzeugt werden, ist im Bild 9 dargestellt.
Die Erzeugung der Frequenzmarken in den einzelnen Kanälen geschieht prinzipiell in folgender Weise:
Die Frequenz eines Quarzgenerators wird mit der gewobbelten HF-Spannung des Wobbelgenerators gemischt. Am Ausgang der Mischstufe entsteht durch die durchlaufende Frequenz des Wobblers eine Differenzfrequenz, die von einer hohen Frequenz über Null wieder nach einer hohen Frequenz läuft. Die gewünschte Frequenz kann hier durch einen Resonanzkreis ausgefiltert werden. Nach Demodulation und Verstärkung dient die Durchlaßkurve dieses Resonanzkreises als Steuerimpuls für den eigentlichen Markengenerator.
Dieser Flip-Flop-Generator ist vorgesperrt und erzeugt nur eine Marke, wenn ein Auslöseimpuls anliegt. Da dies innerhalb eines Durchlaufes zweimal der Fall ist, entstehen somit zwei Nadelimpulse an den gewünschten Stellen.
Aus der elektrischen Wirkungsweise ergibt sich bereits, daß auf diese Weise in einem Kanal nur zwei Frequenzmarken erzeugt werden können. Daher ist für die Erzeugung der Marken der Tontreppe, Nachbarbild und Nachbarton je ein Kanal erforderlich. Für die gesamte ZF-Kurve sind jedoch sechs Marken notwendig. Es müssen deshalb hier die Ausgänge von drei Kanälen zusammengeführt werden. Gegenüber dem CCIR-Markengeber und OIR-Markengeber ist beim RTMA-Markengeber eine abweichende Schaltung der Quarzstufen erforderlich, da die amerikanische ZF über 40 MHz liegt.

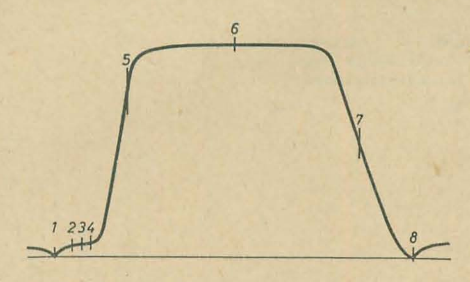


Bild 9: Lage der Frequenzmarken

Marken-Verteilerverstärker

Analog der Verteilung der HF-Spannung auf die einzelnen Prüfplätze erfolgt auch hier die Verteilung der Frequenzmarken über Verteilerverstärker. Wie im Blockschaltbild Bild 2 ersichtlich, speisen die vier Ausgänge des Markengebers je zwei Verteilerverstärker. Diese Verstärker sind einfache RC-Verstärker, die in ihrer Schaltung so dimensioniert sind, daß die zwölf Ausgänge untereinander durch Röhrensysteme entkoppelt sind. Zur einwandfreien Übertragung der Nadelimpulse war es erforderlich, die Verbindungskabel zu den Meßplätzen anzupassen. Die Verstärkerausgänge sind deshalb auf Z = 70 Ω ausgelegt. Die Markenverstärker weisen sonst keine weiteren Besonderheiten auf.

Stromversorgung

Alle Verbrauchereinschübe wurden so entwickelt, daß mit den Anodenspannungen von 200 V bzw. 300 V im wesentlichen alle Anforderungen erfüllt werden. Damit konnten die Stromversorgungsteile der gesamten zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage weitgehend standardisiert werden.
Es wurden deshalb zwei verschiedene Netzteile entwickelt. Netzteil I erzeugt eine elektronisch stabilisierte Gleichspannung von 200 V bei einer maximalen Belastung von 260 mA. Mit dieser Spannung werden die meisten Einschübe versorgt. Lediglich die Marken-Verteilerverstärker sowie das Modulationsgradmeßgerät der DF-Anlage benötigen eine Gleichspannung von 300 V. Die hierzu erforderlichen Netzteile II erlauben eine maximale Belastung von 140 mA.
In jedem Netzteil wird gleichzeitig noch die erforderliche Heizspannung von 6,3 V für den zu versorgenden Einschub erzeugt. Da jedes Netzteil einen Einschub versorgt, können somit bestimmte Einschübe abgeschaltet und nur Teile der Anlage betrieben werden.

DF-Anlage

Für den Abgleich der Differenzfrequenz-Verstärker der Fernsehempfänger werden feste Frequenzen von 5,4; 5,5; 5,6 MHz benötigt. Auf die mittlere Frequenz werden alle Resonanzkreise abgeglichen. Die 5,4- und 5,6-MHz-Frequenz dient zur Kontrolle der Bandbreite der Resonanzkreise und der Geradlinigkeit der Demodulatorkennlinie. Auf diese Technik des Abgleichens mit Festfrequenzen ist die weitere Fertigung der DF-Verstärker in VEB RAFENA Werke ausgerichtet.
Den früher verfolgten Weg, diese Verstärker zu wobbeln, hat man hier infolge der auftretenden Ungenauigkeiten, besonders beim Ratiodetektor, verlassen. Für die weitere Rekonstruktion des Werkes wurde deshalb eine DF-Anlage entwickelt, die es gestattet, DF-Verstärker nach der CCIR-, OIR- und RTMA-Norm abzugleichen.

Quarzgeneratoren mit Zusatzteil

Entsprechend den Erfordernissen wurden neun Quarzgeneratoren mit den Frequenzen 5,4; 5,5; 5,6 MHz für die CCIR-Norm und 6,4 ; 6,5; 6,6 MHz für die OIR-Norm sowie 4,4; 4,5; 4,6 MHz für die RTMA-Norm vorgesehen. Die Oszillatoren sind quarzgesteuert und geben ihre HF-Spannung an eine Trennröhre ab. In dieser Trennröhre werden die Mittenfrequenzen der jeweiligen Norm 4,5; 5,5 und 6,5 MHz amplitudenmoduliert. Alle übrigen Frequenzen sind nicht moduliert. Die Amplitudenmodulation ist erforderlich, um die AM-Unterdrückung der Demodulator- oder Begrenzerschaltung im DF-Verstärker der Fernsehempfänger zu kontrollieren. Ein Modulationsgrad von m = 30 % wird dabei als ausreichend erachtet. Im Bedarfsfall kann aber auch ein Modulationsgrad bis zu 80 % eingestellt werden.
Für die Quarzoszillatoren wird eine Gleichspannung von 85 V benötigt. Im Zusatzteil wird diese Spannung über entsprechende Stabilisatorröhren von der Netzteilspannung

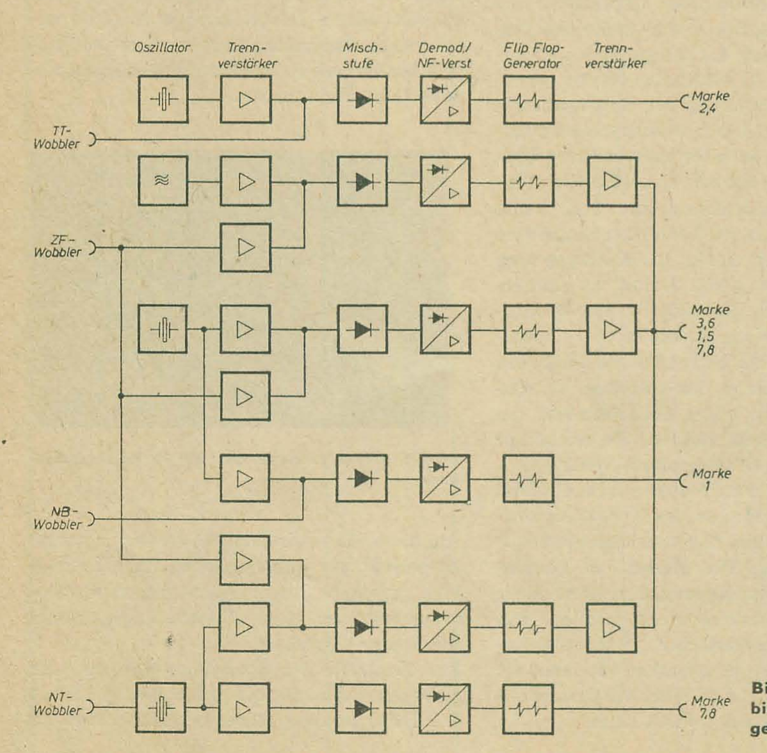


Bild 8: Blockschaltbild für die Markengeber

200 V erzeugt. Um nicht alle Quarzgeneratoren ständig in Betrieb zu halten, sind diese gruppenweise je nach Norm abschaltbar. Der Oszillator für die Modulationsspannung von 1 kHz befindet sich ebenfalls im Zusatzteil. Der Modulationsgrad ist über Regler einstellbar.

DF-Verteilerverstärker

Wie bei der Wobbel- bzw. Frequenzmarkenanlage werden auch hier die einzelnen Meßplätze über Verteilerverstärker gespeist. Diese Verstärker sind L-kompensierte RC-Verstärker, die im Bereich von 4 ··· 7 MHz einen linearen Frequenzgang aufweisen. An den zwölf Ausgängen, die wiederum untereinander durch Röhren entkoppelt sind, stehen maximal 100 mV zur Verfügung. Bei dieser Anlage sind die Verteilerverstärker nicht paarweise hintereinander geschaltet, sondern jeder Verstärker wird an einem Ausgang des Quarzgenerators angeschlossen.

Regelglieder

Die Versorgung der Meßplätze mit den drei DF-Frequenzen erfolgt auch hier über Koaxialkabel, die an ein Regelglied am Meßplatz geführt werden. Hier kann der Prüfer die gewünschte Frequenz wählen und den Pegel regeln. Das Signal gelangt dann schließlich zum Prüfling.

Modulationsgradmeßgerät

Für die Überwachung des Modulationsgrades der DF-Bandmittenfrequenzen ist ein Modulationsgradmeßgerät erforderlich. Es stellt im Prinzip einen Überlagerungsempfänger dar, der für die Eingangsfrequenzen 4,5; 5,5 und 6,5 MHz ausgelegt ist. Nach entsprechender Umsetzung des Eingangssignals in die Zwischenfrequenz werden mit einer Endröhre die Meßplatten der Katodenstrahlröhre angesteuert. Da die Vertikalablenkung mit Kippspannung erfolgt, wird die Modulationshüllkurve nach Bild 10 dargestellt.

Die erforderliche Hochspannung zum Betrieb der Katodenstrahlröhre wird von einem Hochspannungstrafo erzeugt, der seine Primärspannung aus der Heizung des zugehörigen Netzteileinschubes erhält. Das Gerät entspricht in seiner prinzipiellen Wirkungsweise dem bereits in radio und fernsehen 6 (1957) H. 2 S. 40 ··· 42 beschriebenen Modulationsgradmeßgerät.

Allgemeine Betrachtungen

Für die Einschübe, die mehrfach in der Anlage vorhanden sind, wie z. B. Wobbler, Verteilerverstärker oder Netzteile sind Reserveeinschübe vorgesehen. Damit ist ein schnelles Auswechseln möglich, falls ein Einschub ausfällt. Nach der vollständigen Rekonstruktion der Fernsehempfängerproduktion im VEB RAFENA Werke können bis zu 30 Wobbelmeßplätze von dieser Anlage betrieben werden. Diese Plätze sind teilweise bis zu 150 m von der Anlage entfernt. Dadurch machen sich natürlich größere Kabellängen erforderlich. Besondere Schwierigkeiten bei längeren Kabeln sind hierbei in HF-technischer Hinsicht nicht aufgetreten.

Ein besonders wichtiges Kapitel beim Betrieb mit solchen Anlagen stellt das häufig auftretende „Netzbrumm‘ dar. Dieser Gefahr wurde hier bei den großen Kabellängen und z. T. unterschiedlichen Umspannstationen innerhalb des Werkes besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Es wurden Lösungswege gefunden, damit an den Meßplätzen einwandfreie Oszillogramme entstehen.

Die gesamte Anlage, wie sie im Bild 1 dargestellt ist, wurde von einem kleinen Kollektiv der Prüfmittelentwicklung des VEB RAFENA Werke entwickelt und abgeglichen.

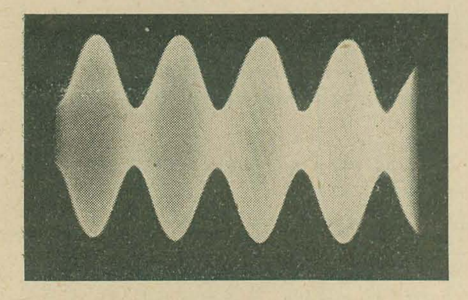


Bild 10: Hüllkurve der amplitudenmodulierten 5,5-MHz-Schwingung

Technische Daten der zentralen Wobbel- und Frequenzmarkenanlage

Wobbelanlage	
Frequenzbereich:	28 ··· 48 MHz
Frequenzhub:	0 bis ± 6 MHz
Wobbelbereiche:	ZF, TT, NB, NT der CCIR-, OIR- und RTMA-Norm
Wobbelfrequenz:	50 Hz, Sinus
Nullinie:	getasteter Wobbeloszillator
Horizontalablenkung:	3 V_{eff}, 50 Hz, Sinus
Zahl der Ausgänge:	CCIR: je Bereich 20 + 4 für int. Verwendung OIR/RTMA: je Bereich 10 + 2 für int. Verwendung
Ausgangsspannung:	max: 100 mV
Amplitudengang der Ausgangsspannung:	≦ 5 %
Frequenzmarkenanlage	
Frequenzmarkenbereiche:	ZF, TT, NB, NT der CCIR-, OIR- und RTMA-Norm
Markenfrequenzen der CCIR-Norm:	
ZF-Bereich:	31,9; 33,4; 34,4; 36,6; 38,9; 40,4 MHz
TT-Bereich:	33,2; 33,6 MHz
NB-Bereich:	31,9 MHz
NT-Bereich:	40,4 MHz
OIR-Norm:	
ZF-Bereich:	30,0; 31,5; 32,5; 35,2; 38,0; 39,5 MHz
TT-Bereich:	31,3; 31,7 MHz
NB-Bereich:	30,0 MHz
NT-Bereich:	39,5 MHz
RTMA-Norm:	
ZF-Bereich:	39,75; 41,25; 42,25; 44,0; 45,75; 47,25 MHz
TT-Bereich:	41,05; 41,45 MHz
NB-Bereich:	39,75 MHz
NT-Bereich:	47,25 MHz
Genauigkeit der Marken:	etwa $5 \cdot 10^{-3}$
Erzeugung der Marken:	NF-Nadelimpulse in 3 Markengebern
Zahl der Ausgänge:	CCIR: je Bereich 20 + 4 für int. Verwendung OIR/RTMA: je Bereich 10 + 2 für int. Verwendung
Ausgangsspannung:	max. 500 mV_{ss}
DF-Anlage	
Festfrequenzen	
CCIR-Norm:	5,4; 5,5; 5,6 MHz
OIR-Norm:	6,4; 6,5; 6,6 MHz
RTMA-Norm:	4,4; 4,5; 4,6 MHz
Genauigkeit der Frequenzen:	$5 \cdot 10^{-5}$ (quarzgesteuert)
Bandmittenfrequenzen:	amplitudenmoduliert
Modulationsgrad:	0 bis 80 % regelbar
Zahl der Ausgänge:	
CCIR:	je Frequenz 20 + 4 für int. Verwendung
OIR/RTMA:	je Frequenz 10 + 2 für int. Verwendung
Ausgangsspannung:	max. 100 mV_{eff}
Stromaufnahme der gesamten Anlage:	etwa 10 kVA

Das kalte und das heiße Ende

Während Sie mehr oder weniger tief in den Dschungel der drahtlosen Nachrichtentechnik eindrangen, haben auch Sie sicher oft geschmunzelt angesichts der bilderreichen Sprache der „alten Hasen“ vom Fach. Womit nicht etwa jene würzigen Kraftworte gemeint sind, die das Berühren eines heißen Lötkolbens am falschen Ende auch dem Neuling entlockt . . .

Gemeint ist jene echte Sprache des Technikers, die an keiner Lehranstalt gelehrt, durch keinen Duden reglementiert, aber dennoch von Zehntausenden in allen deutschsprachigen Ländern überliefert, verstanden und gesprochen wird.

Saßen Sie nicht auch schon einmal vor einer Kiste, während unangenehmerweise eine seltene Flasche schlafenging, d. h. starb. Berüchtigt sind besonders wilde Schwingungen, weil dabei unter Umständen eine Pulle sich verabschiedete (deshalb: Lieber langsam hochfahren!). Findet der Anfänger die Ursache für ein Schwingen nicht, so ist er geneigt, das Gitter einfach zu verklatschen (kalt zu machen) oder die zugestopfte Stufe sonstwie hinzubügeln. Das Schwierigste (von allen Stiften anfangs mit Ehrfurcht bestaunt) ist aber das richtige Ab- bzw. Durchstimmen eines Empfängers. Es ist sagenhaft, was da alles falsch gemacht werden kann. Was z. B. tun, wenn der Oszillator wegläuft? Mit dem Trimmen des Gerätes ist es noch lange nicht getan! Und einfach mit dem Meßsender anpusten — der elegante Mann verwendet einen Wobbler; da kann er auf dem Schirm wenigstens sehen, wo er gerade liegt. Und nicht vergessen: Immer alle Geräte an einem Punkt nullen, sonst bekommt man günstigstenfalls ein Ding gescheuert, oder — was schlimmer ist — ein seltenes Bauteil raucht ab bzw. steigt aus, d. h. geht in die Knie!

Auch sollte man aufpassen, daß beim Abgleich der Meßplatz nicht strahlt, nichts rauspustet, sonst kann es Ärger mit der Post geben. Und ob Sie's glauben oder nicht: Es soll angehende Fachleute geben, die nicht klar erklären können, was ein heißes oder ein kaltes Ende bei einem ZF-Trafo oder einem Pot ist. Halbstarke sagen übrigens zum Pot „Poti“, und das ist beinahe schon peinlich.

Und nun sagen Sie bloß noch, die Fachsprache des Technikers sei nicht eindeutig verständlich.

G. Nerst

DIE TUNNELDIODE (5)

HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin Oberschöneweide

Kennwerte von Tunneldioden und ihre Messung Teil 2

Die Sperrschichtkapazität C_0

Wie an jeder Halbleitersperrschicht, so tritt auch bei der Tunneldiode eine Sperrschichtkapazität infolge der Raumladung auf. Diese Kapazität liegt parallel zum negativen Widerstand und ist wie dieser von der anliegenden Spannung abhängig. Allerdings ist diese Abhängigkeit von der Spannung nicht sehr groß. Im Mittel kann man einen linearen Verlauf der Kapazität im Bereich ΔU angeben, wobei für die Grenzen

$$C_0(U_1) \approx 0{,}8 \cdot C_0(U_2)$$

gilt.

Berechnung von C_0

Aus der allgemeinen Gleichung für einen Plattenkondensator

$$C = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \qquad (48)$$

erhält man mit der von der Stromdichte fast unabhängigen Sperrschichtdicke (Dicke der durchtunnelten Potentialschwelle) $d \approx 10^{-2}\,\mu m$ (100 Å) und dem Durchmesser D der Sperrschicht für die Sperrschichtkapazität C_0 die Beziehung

$$C_{0[pF]} \approx \varepsilon_r \cdot 7 \cdot 10^{-4} D^2_{[\mu m]} \qquad (49)$$

Einige Werte für die relative Dielektrizitätskonstante ε_r sind in der Tabelle 3 angegeben. Mit der Gleichung (49) kann man sich eine Vorstellung von den geometrischen Abmessungen der Sperrschicht machen. Bei einer Kapazität von $C_0 = 10$ pF erhält man für Germanium ($\varepsilon_r = 16$) bereits einen Durchmesser $D \approx 30\,\mu m$. Da C_0 wegen einer hohen Grenzfrequenz ω_g sehr klein gehalten werden muß, erkennt man hier bereits eine technologische Grenze. Hinzu kommt noch, daß sich der Verlustwiderstand der Tunneldiode bei einer Verringerung der Kapazität erhöht und die Grenzfrequenz ω_g wieder herabsetzt. Aus diesen Gründen liegt die Kapazität C_0 guter Tunneldioden in der Größenordnung um 10 pF.

Der Kapazitätsbelag

Bei einer anderen Schreibweise der Gleichung (48) erhält man die Beziehung

$$C_{0[pF]} = K_c \cdot A_{[\mu m^2]}, \qquad (50)$$

in der K_c als Kapazitätsbelag bezeichnet wird.

Die Größe

$$K_c = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0}{d}$$

ist eine Funktion der Dotierung und im allgemeinen als Konstante anzusehen. In Tabelle 3 sind einige Werte von K_c für Tunneldioden aus verschiedenen Halbleitermaterialien angegeben.

Das Kapazitäts-Strom-Verhältnis

Eine weitere Kenngröße der Tunneldiode, die nicht von der Fläche, sondern nur von der Dotierung abhängt, ist das Verhältnis C_0/I_1. Tabelle 3 zeigt einige Mittelwerte C_0/I_1 von Tunneldioden aus verschiedenen Halbleitermaterialien.

Die Messung der Sperrschichtkapazität C_0

Im allgemeinen ist es üblich, die Kapazität C_0 bei den Flußströmen I_1 und I_2 zu messen, da in diesen Punkten $|R_N|$ gegen unendlich geht und keine Be- bzw. Entdämpfung des Meßkreises durch $|R_N|$ erfolgen kann. Eine Bedämpfung erfolgt dann nur durch den Verlustwiderstand R_0. Gegenüber anderen Meßpunkten ist hierbei die Einstellung des Arbeitspunktes unkritisch, wobei aber die Messung bei $I_{AK} = I_2$ wegen des sehr flachen Minimums oft vorgezogen wird.

Messung von C_0 mit Admittanzmeßbrücken

Hierbei muß die Meßfrequenz so gewählt werden, daß die Ungleichungen (42) und (46) erfüllt sind. Es ergeben sich Frequenzen, die im Höchstfrequenzbereich liegen.

Die Messungen erfolgen in den vorstehend beschriebenen Punkten der statischen Kennlinie, die den Leitwert $|G_N| = 0$ besitzen. Aus Gleichung (47) ergibt sich somit

$$\mathfrak{Y}_{TD} \approx j\omega \cdot C, \qquad (51)$$

wobei mit C eine Kapazität

$$C = C_0 - \frac{L_0}{|R_N|^2} \qquad (52)$$

bezeichnet wird.

Mit einer parasitären Streukapazität C_s und der Kapazität C nach Gleichung (52) erhält man aus der gemessenen Kapazität C_{mess} die Sperrschichtkapazität

$$C_0 = C_{mess} - C_s + \frac{L_0}{|R_N|^2} \qquad (53)$$

Bei der Messung von Tunneldioden mit sehr geringem Widerstand — $|R_N|$ min ist zu beachten, daß der durch die Induktivität der Gleichspannungszuführung in den Meßbereich transformierte niederohmigen Stabilisierungswiderstand R_B berücksichtigt wird. Soll die Kapazität innerhalb des Bereiches ΔU gemessen werden, so läßt sich der vorliegende negative Leitwert durch die Parallelschaltung eines gleich großen positiven Widerstandes kompensieren.

Messung von C_0 mit Impedanzmeßbrücken

Bis zu Frequenzen von einigen MHz eignet sich hierfür die bekannte Scheringbrücke (Bild 36). Aus den Abgleichbedingungen dieser Brücke ergeben sich für eine Kapazität und einen Widerstand in Reihe die Gleichungen

$$C_{xs} = \frac{R_1}{R_3} \cdot C_2 \qquad (54)$$

und

$$R_{xs} = \frac{C_1}{C_2} \cdot R_3 \qquad (55($$

Für die Parallelschaltung der Kapazität C_{xp} und dem Verlustwiderstand R_{xp} ergeben sich aus den Abgleichbedingungen die Beziehungen

$$C_{xp} = \frac{R_3 [1 + (\omega \cdot C_1 \cdot R_1)^2]}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_1^2} \qquad (56)$$

und

$$R_{xp} = \frac{C_2 \cdot R_1}{R_3 [1 + (\omega \cdot C_1 \cdot R_1)^2]} \qquad (57)$$

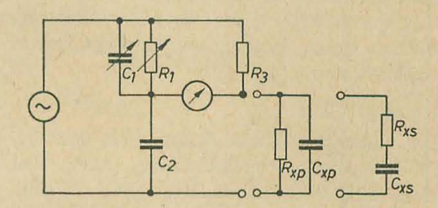


Bild 36: Scheringbrücke

In beiden Fällen erhält man einen Verlustwinkel

$$\tan \delta_x = \omega \cdot C_x \cdot R_x = \omega \cdot R_1 \cdot C_1, \qquad (58)$$

den man direkt an C_1 ablesen kann, wenn man die Größen ω und R_1 so dimensioniert, daß ihr Produkt Zehnerpotenzen ergibt. Für die praktische Messung ist die Auswertung der Messung für eine angenommene Reihenschaltung von C_{xs} und R_{xs} nach den Gleichungen (54) und (55) einfacher. Um die äquivalente Parallelschaltung zu erhalten, rechnet man dann die Werte R_{xs} und R_{xp} in bekannter Weise um.

Messung von C_0 nach der Spannungsteilermethode

Mit der im Bild 37 angegebenen Spannungsteilerschaltung ist eine weitere Möglichkeit zur Messung von C_0 gegeben.

Die Messung erfolgt auch hier in einem Extrempunkt der statischen Kennlinie bei

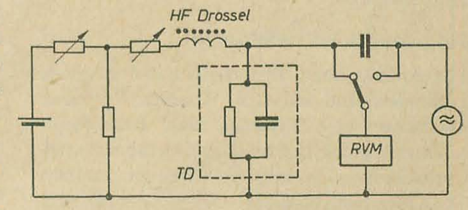


Bild 37: Spannungsteilermethode

einer tiefen Frequenz, die sich aus den Ungleichungen (42) und (46) ergibt. Diese Messungen erfolgen sehr oft bei Frequenzen von einigen MHz.

Messung von C_0 durch Verstimmen eines Resonanzkreises

Ähnlich wie durch die Kapazität von Kapazitätsvariationsdioden kann auch ein Schwingkreis durch die Kapazität C_0 der Tunneldiode verstimmt werden. Bild 38 zeigt die prinzipielle Anordnung.

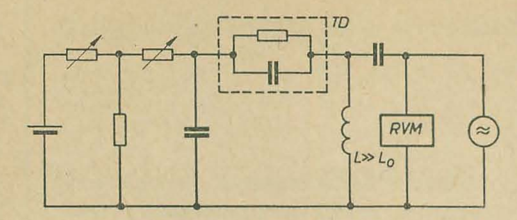


Bild 38: Schwingkreismethode

Der Verlustwiderstand R_0

Die Summe der ohmschen Widerstände außerhalb der Sperrschicht wird durch den Verlustwiderstand R_0 dargestellt. Er besteht aus dem Bahnwiderstand des Halbleiterkristalls sowie den Kontaktierungs- und Zuleitungswiderständen.

Berechnung von R_0

Näherungsweise kann man den Verlustwiderstand aus den geometrischen Abmessungen des zylindrischen Halbleiterstengels mit dem Durchmesser D und der Höhe H nach Gleichung (59) ermitteln.

$$R_0 = \frac{4 \cdot \varrho \cdot H}{\pi \cdot D^2} \qquad (59)$$

Mit den Werten $D = H = 30\,\mu m$ und einem $\varrho = 10^{-3}\,\Omega$ cm berechnet sich der Widerstand des Stengels zu $0{,}42\,\Omega$.
Da der Einfluß der Frequenz (Skineffekt) nicht beachtet wurde, ist dieser Wert sehr ungenau. Gute Tunneldioden haben einen Verlustwiderstand $\leqq 1\,\Omega$.
Der spezifische Widerstand ϱ kann durch entsprechende Dotierung des Halbleitermaterials in weiten Grenzen geändert werden, er ist aber ansonsten als Konstante zu betrachten.

Messung von R_0 im Sperrbereich

Bei genügend kleiner Frequenz sind die Einflüsse der Blindkomponenten zu vernachlässigen. Aus Gleichung (1) kann man den Grenzwert von $\mathfrak{Z}_{TD}$ für ω gegen Null zu

$$\mathfrak{Z}_{DT}\big|_{\omega \to 0} = R_0 - |R_N| \qquad (60)$$

entnehmen.
In jedem Punkt der Tunneldiodenkennlinie liegt ein positiver oder negativer Widerstand $|R_N|$ in Reihe mit R_0. Bei genügend großem Sperrstrom I_{KA} der TD gilt

$$|R_N| \ll R_0, \qquad (61)$$

da eine verlustfreie metallische Leitung vorliegt.
Nach Bild 39 besitzt die Sperrkennlinie bei Sperrströmen von $I_{KA} > 100 \cdot I_1$ einen weitgehend linearen Verlauf. R_0 ist daher aus der konstanten Steigung zu entnehmen. Bei der Aufnahme der statischen Sperrkennlinie ist eine Eigenerwärmung der Tunneldiode zu vermeiden (Impulsmessung). Sehr bequem läßt sich der Verlustwiderstand, wieder dadurch messen, daß man dem Gleichstrom eine Wechselgröße kleiner Amplitude überlagert, wodurch man den Vorteil hat, direkt messen zu können. Allerdings erhält man wegen der Eigenerwärmung bei hohen Sperrströmen nur Näherungswerte für R_0.

Messung von R_0 im Durchlaßbereich

Mißt man den Widerstand im linearen Teil der Durchlaßkennlinie $U_{AK} > U_3$, so findet man eine gewisse Übereinstimmung mit den Werten von R_0, die im Sperrbereich gemessen werden.

Bestimmung von R_0 durch eine Wärmebehandlung der Tunneldiode

Vermindert man durch eine geeignete Wärmebehandlung den Höckerstrom I_1, so erhält man mit den zusammengehörigen Wertepaaren U_1 und I_1 nach ihrer Darstellung in einem Diagramm (Bild 40) eine Aussage über den gegen Wärme invarianten Verlustwiderstand R_0.

Die Reiheninduktivität L_0

Die Induktivitäten des Tunneldiodengehäuses und der Zuleitungen werden als eine Induktivität L_0 im Ersatzschaltbild nach Bild 2 dargestellt. Sie ist von den anderen Parametern unabhängig und hängt nur von der Art und den Abmessungen des Gehäuses ab.
Bei Tunneldioden in einer normalen Transistorausführung ist L_0 gewöhnlich < 10 nH, während sie bei speziellen Hochfrequenztypen < 1 nH betragen kann.

Bestimmung von L_0 durch eine Impedanzmessung im Durchlaßbereich

Wählt man die Meßfrequenz so, daß die Gleichung

$$\frac{1}{\omega \cdot C_0} \approx \omega \cdot L_0 \qquad (62)$$

erfüllt ist, so kann L_0 in den Extrempunkten I_1 und I_2 durch eine Impedanzmessung ermittelt werden. Hierfür muß allerdings der Wert von C_0 bekannt sein. Da die Messung im Höchstfrequenzgebiet durchgeführt werden muß, erfolgt die Impedanzmessung mit einer Meßleitung.

Bestimmung von L_0 durch eine Impedanzmessung in Sperrbereich

Aus Gleichung (1) erhält man den induktiven Widerstand einer scheinbaren Induktivität

$$L' = L_0 \left(1 - \frac{1}{\frac{L_0}{C_0' \, |R_N|^2} + \omega^2 \cdot L_0 \cdot C_0}\right) \qquad (63)$$

Da im Sperrbereich $|R_N| \ll R_0$ gilt, ist die Sperrschichtkapazität C_0 durch $|R_N|$ fast kurzgeschlossen. Somit kann L_0 aus einer Impedanzmessung ermittelt werden.

Bestimmung von L_0 durch Messen der inneren Resonanzfrequenz

An einem Tunneldiodenaufbau, aus dem der Halbleiterkristall entfernt wurde und die Kontaktierungsspitze mit dem Kristallhalter verbunden ist, wird durch Variation der Frequenz die Resonanzfrequenz des Kreises, gebildet aus L_0 und der Gehäusekapazität, ermittelt. Auch bei dieser Methode muß die Gehäusekapazität bekannt sein.

Bestimmung von L_0 durch Messung der Oszillatorfrequenz ω_{osz}

Aus der Gleichung (25) für die Resonanzfrequenz ω_r erhält man die an dieser Stelle wirksame Induktivität L_r zu

$$L_r = \frac{1}{C_0\left(\omega_r^2 + \frac{1}{C_0^2 \cdot |R_N|^2}\right)} \qquad (64)$$

Da die Induktivität L_r sich aus der Tunneldiodeninduktivität L_0 und einer Zusatzinduktivität L_z zusammensetzt, hat man die Möglichkeit, durch eine variable Ausführung von L_z die Resonanzfrequenz ω_r zu verändern. Mit der Frequenz, bei der die Schwingung wegen $\omega_r > \omega_g$ abreißt, und der an dieser Stelle wirksamen Zusatzinduktivität, erhält man aus Gleichung (64) die Induktivität L_0.

Fortsetzung auf Seite 432

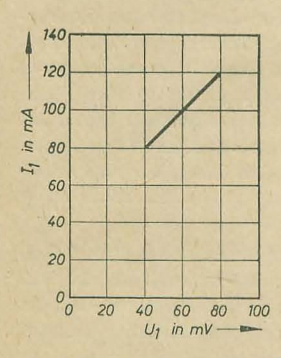


Bild 40: $I_1 = f(U_1)$

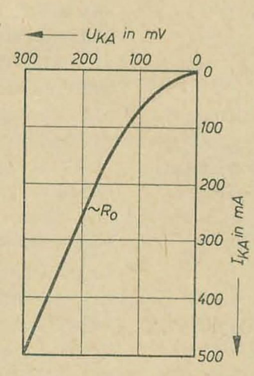


Bild 39: Statische Sperrkennlinie

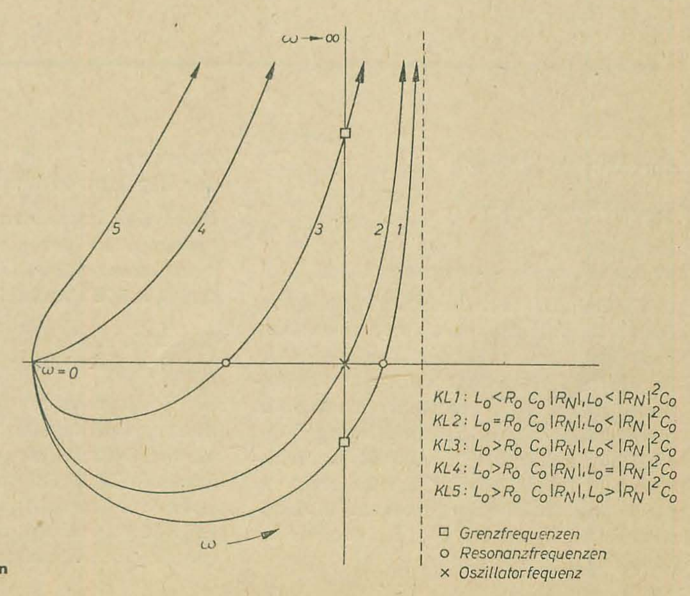


Bild 41: Lage der charakteristischen Frequenzen

Das Wichtigste über neuere Transistorbauformen

E. BOTTKE

Bei der Fortentwicklung der elektronischen Technik müssen Schaltungstechniker und Gerätekonstrukteure sowie Bauelementehersteller eng zusammenarbeiten. Im Rahmen dieser Aufgabe ist der Transistor ein so wichtiges Element geworden, daß jedermann in groben Zügen über die unterschiedlichen Herstellungsverfahren und ihre anwendungstechnischen Besonderheiten unterrichtet sein muß. Diesem informativen Zweck sollen die folgenden Zeilen dienen. Es werden lediglich die Bauformen behandelt, die entweder bereits industriell bedeutungsvoll sind oder es wahrscheinlich noch werden. In diesem Beitrag werden nur die für den Anwender wichtigen Eigenschaften der verschiedenen Transistorarten herausgestellt. Halbleitertechnische Details sind indessen vernachlässigt.

Allgemeines

Die hier benutzten Bezeichnungen der verschiedenen Transistorarten beziehen sich stets auf das Herstellungsverfahren, lediglich beim „Drifttransistor" weist der Name auf die Art und Weise des Ladungstransportes im Basisraum hin.

Der klassische Transistor ist zweifellos der von *Shockley* 1948 angegebene Legierungstransistor, dessen Herstellungsverfahren im Laufe der Zeit zu hoher Vollkommenheit entwickelt wurde. Man darf schätzen, daß von den im Jahre 1961 insgesamt in der Welt fabrizierten 500 Millionen Transistoren etwa 70% nach dem Legierungsverfahren hergestellt worden sind.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Germanium-Legierungstransistors. Sein Herstellungsverfahren ist heute allgemein bekannt. Es sei hier lediglich auf den ringförmigen Basiskontakt aufmerksam gemacht, der auch den gesamten Transistoraufbau mechanisch trägt. Beachtenswert ist ferner, daß bei geeigneter Wahl von Plättchenstärke, Kristallorientierung und Masse der Indiumperlen die Legierungsfronten sich tatsächlich planparallel gegenüberstehen. In schematischen Darstellungen aus der ersten Zeit der Transistortechnik wurden die Legierungsfronten als Kugelkalotten dargestellt. Das entsprach damals durchaus der Realität. Ebene Legierungsfronten, die sich in möglichst geringem Abstand gegenüberstehen, sind jedoch die Voraussetzung für hohe Stromverstärkungsfaktoren und für eine hohe Grenzfrequenz. Fabrikatorisch läuft das darauf hinaus, die Toleranz der Plättchenstärke möglichst eng und die Temperaturkonstanz während des etwa nur zehn Minuten dauernden Legierungsvorganges möglichst groß zu machen. Beides hat seine Grenzen. So stellen die Hochfrequenzlegierungstransistoren nach Art des Typs OC 871/72 mit Grenzfrequenzen bis zu 7 MHz das maximal Erreichbare dar.

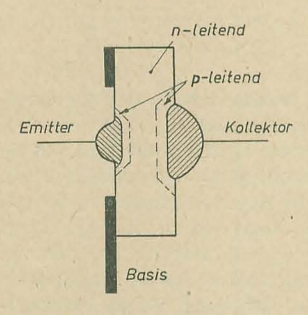


Bild 1: Prinzipieller Aufbau eines Germanium-Legierungstransistors mit ringförmigem Basiskontakt

Aus dem Bestreben heraus, die Grenzfrequenzen zu erhöhen, kam man nach einem Vorschlag von *Krömer* zum „Drifttransistor". Die Herstellung aller Arten von „Drifttransistoren" erfolgt unter Ausnutzung eines physikalischen Vorganges, den man Festkörperdiffusion nennt und der für alle neueren Transistorbauformen charakteristisch ist.

Beim Legierungsverfahren werden die Indiumperlen beim Germaniumtransistor (bzw. die Aluminiumdrähte beim Siliziumtransistor) auf die Schmelztemperatur gebracht. Das flüssige Metall löst das Germanium aus den benachbarten Bezirken auf, und bei der nachfolgenden Abkühlung und Rekristallisation werden Indiumatome in das wieder entstehende Germaniumkristallgitter eingebaut. So entstehen dann die Legierungsfronten und die abrupten Übergänge von einer Leitfähigkeitsart zur anderen (pn-Übergänge, Junction).

Bei einem durch Festkörperdiffusion hergestellten Transistor ist das anders. Bei ihm bleibt das Kristallplättchen überall im festen Aggregatzustand. Man kann beispielsweise die Atome der Störstellensubstanz aus dem gasförmigen Zustand bei bestimmter Temperatur in das evtl. einseitig ganz oder teilweise abgedeckte Kristallplättchen eindringen (eindiffundieren) lassen. Die durch Diffusion in den Kristall zu befördernde Störstellensubstanz kann sich auch im festen Aggregatzustand befinden und in Form einer Perle (wie beim Legierungsverfahren) an das Plättchen angesetzt werden. Die Substanz und die Temperatur sind lediglich so zu wählen, daß keine Legierung oder Lösung eintritt.

Die Herstellung von Transistoren durch Festkörperdiffusion ist aus zwei Gründen vorteilhaft. Erstens lassen sich Basisbreiten von 0,5 μm noch gut herstellen, da derartige Diffusionsvorgänge bedeutend länger als Legierungsvorgänge dauern (u. U. auch stundenlang). Als zweiter Vorteil kommt hinzu, daß die Konzentration der eindiffundierten Störstellenatome mit der Eindringtiefe unter geeigneten Umständen exponentiell abnimmt. Ein derartiges Störstellengefälle im Raum zwischen Emitter und Kollektor erzeugt zwischen beiden Elektroden eine beschleunigend auf die am Emitter in den Basisraum eintretenden (Minoritäts-) Ladungsträger wirkende Spannung, während beim Kleinsignal-Legierungstransistor die Bewegung der Ladungsträger im Basisraum ausschließlich unter dem Einfluß der Wärmebewegung und des geringen Konzentrationgefälles (Ladungsträgerdiffusion) erfolgt. Durch das Driftfeld ergibt sich bei dem durch Festkörperdiffusion hergestellten Transistor eine erheblich höhere Grenzfrequenz als beim Legierungstransistor.

Im Rahmen dieser in erster Linie für Schaltungstechniker geschriebenen Übersicht muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß das Driftfeld einen nicht unwesentlichen Nachteil mit sich bringt. Es ergibt sich infolge des hohen Dotierungsgrades am Emitter eine verhältnismäßig niedrige Emittersperrspannung, die durch eine im Durchbruchbereich auf-

---

Fortsetzung von Seite 431

Frequenzmessungen

Messung der Entdämpfungsfrequenz ω_g

Mit der Definition von ω_g nach Gleichung (14) erhält man ω_g durch eine Leitwertsmessung als die Frequenz, bei der der Wirkleitwert der Tunneldiode gleich Null wird. Der Diodenleitwert ist bei dieser Frequenz rein imaginär. Zweckmäßigerweise erfolgt die Messung in der Art, daß parallel zur Tunneldiode ein Wirkleitwert R_p geschaltet wird, und die Frequenz gesucht wird, bei der der gemessene Wirkleitwert, gemessen an R_p und R_p parallel zur Tunneldiode, gleich ist.

Messung der Eigenresonanzfrequenz ω_r

Durch eine Impedanzmessung sucht man die Frequenz, bei der der Blindwiderstand gemessen an einer Parallelschaltung von Tunneldioden und Widerstand R_p gleich Null wird.

Messung der Oszillatorfrequenz ω_{osz}

Die Bestimmung von ω_{osz} erfolgt durch die Messung der Resonanzfrequenz eines Kreises, wie sie bereits bei der L_0-Messung beschrieben wurde. Reißt die Schwingung ab, so ist die gemessene Resonanzfrequenz $\omega_r \approx \omega_{osz}$.

Im Bild 41 sind die charakteristischen Frequenzen noch einmal zusammengestellt.

tretende Ladungsträgervervielfachung, in deren Gefolge negative, differentielle Widerstände auftreten können, besonders gefährlich ist. Die maximal in Sperrichtung zulässige Spannung zwischen Emitter und Basis ist bei Ge-Transistoren, die durch Festkörperdiffusion hergestellt werden, meistens nur 0,5 bis 1 V groß; bei entsprechenden Transistoren auf Siliziumbasis werden von den Transistorherstellern etwa 3 ··· 7 V zugelassen. Da normalerweise zwecks Einstellung eines bestimmten Kollektorstromes die Emittersperrschicht mit Bruchteilen eines Volt in Durchlaßrichtung vorgespannt wird, ist der eben dargestellte Nachteil des Diffusionstransistors bei Kleinsignalverstärkerstufen von sekundärer Bedeutung. Sobald jedoch die Verstärkerstufe weiter ausgesteuert wird, muß man darauf achten, daß der maximal auftretende Scheitelwert der Wechselspannung am Emitter nicht größer wird als die Summe aus Basisvorspannung und maximal zulässiger Emittersperrspannung, wenn man aus Anschaulichkeitsgründen von der Arbeitspunktverlagerung infolge etwa auftretender Richtspannungen absieht (Bild 2). Falls Schalt- oder Einschwingimpulse aus einer niederohmigen Quelle an die Emitter-Basissperrschicht gelangen können, ist besondere Aufmerksamkeit

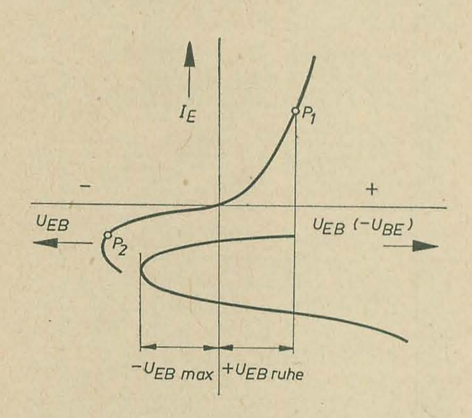


Bild 2: Emitterdurchlaß- und Sperrkennlinie. Infolge Ladungsträgervervielfachung kann der differentielle Widerstand Null werden (P_2) und sogar negative Werte annehmen. Bei der Aussteuerung um den normalerweise im Durchlaßgebiet liegenden Arbeitspunkt (P_1) darf die Amplitude der Wechselspannung den kritischen Bereich (P_2) nicht erreichen

geboten. Die Folgerungen daraus für die Dimensionierung von Multivibratoren, Oszillatoren, Verstärkerstufen, Schaltern usw., insbesondere in Frequenzgebieten, in denen die Leistungsverstärkung bereits abzufallen beginnt, sei dem Schaltungstechniker überlassen. Die Verwendung von zusätzlichen Sperr- oder Ableitdioden muß in Erwägung gezogen werden.

Diffusionslegierungstransistor

Eine Ausführungsmöglichkeit ist im Bild 3 dargestellt. Das durch Vorbehandlung des Plättchens erzeugte Störstellengefälle ist durch gestrichelte Linien angedeutet. Im Aufbau ähnelt dieser „diffusionslegierte" Transistor dem Legierungstransistor nach Bild 1. Die Transistorkonstruktion basiert auf Entwicklungen der amerikanischen Firmen RCA und wird bei den Telefunken-Transistoren OC 614 und OC 615 angewendet. Es gibt auch Ausführungsformen, bei deren Herstellung man abwechselnd n- und p-leitendes Material eindiffundieren läßt und auf diese Weise die gewünschte Schichtfolge erzeugt.

Eine andere Art von Diffusionslegierungstransistoren ist jedoch von größerer Bedeutung. Ihren prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 4. Man verwendet hier z. B. ein Plättchen aus p-leitendem Germanium. Darauf werden zwei Pillen aufgesetzt. Die eine, die später den

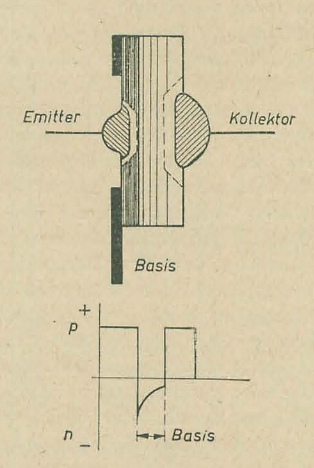


Bild 3: Diffusionslegierungstransistor mit vorbehandeltem Plättchen, in dem durch Festkörperdiffusion ein Störstellengefälle erzeugt worden ist, hier durch die Stärke und den Abstand der Schraffur angedeutet. Der Störstellenverlauf ist unter der Skizze des Aufbaus dargestellt

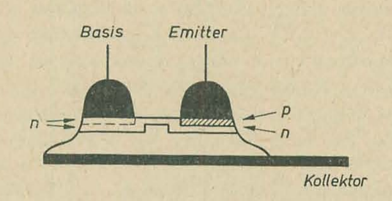


Bild 4: Diffusionslegierungstransistor mit diffundierter, n-leitender Basisregion. Die Basispille stellt zu dieser Region lediglich einen sperrschichtfreien Legierungskontakt her

Basisanschluß bildet, enthält ein vierwertiges Kontaktierungsmetall und ein als Donator wirkendes Element (Elektronenüberschuß- oder n-Leitung verursachendes Material, z. B. Antimon). Die andere Pille, die später als Emitteranschluß dient, enthält eine Zweistoff- (oder Dreistoff-)Legierung aus einem Donator- (z. B. Antimon) und einem Akzeptorelement, das Elektronenmangel oder p-Leitung verursacht wie z. B. Aluminium. Die Donatoratome haben nun die Eigenschaft, in Germanium schneller zu diffundieren als die Akzeptoratome. So treten sie aus beiden Pillen zuerst aus und bilden durch Kompensation des p-leitenden Grundmaterials eine zusammenhängende n-leitende Schicht mit abfallender Donatordichte, die die Basisregion darstellt.

Das vierwertige Metall aus der Basispille stellt zu dieser Region lediglich einen sperrschichtfreien Kontakt her. Das in der Emitterpille enthaltene Akzeptormaterial bildet dagegen, auf seine Schmelztemperatur erhitzt, mit dem darunter liegenden bereits n-leitend gewordenen Germanium eine Legierung, bei deren Rekristallisation ähnlich wie bei einem Legierungstransistor ein p-leitender Bezirk entsteht, der zur eindiffundierten n-leitenden Schicht hin den Emitter-pn-Übergang bildet. Das Plättchen selbst wird auf einen metallischen Träger oder die Sockelplatte sperrschichtfrei aufgelötet und trägt das Transistorelement mechanisch.

Der Vorteil dieses Transistoraufbaus ist, daß die Toleranzen der Plättchenstärke keinen Einfluß mehr auf die Stärke der Basisschicht haben. Diese wird vielmehr allein

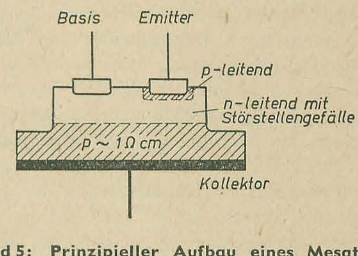


Bild 5: Prinzipieller Aufbau eines Mesatransistors, p-leitende Gebiete schraffiert

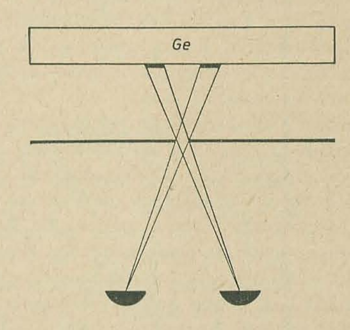


Bild 6: Herstellung der Emitter- und Basisstreifen in der Mesatechnik durch Aufdampfen mittels Abdeckmaske

durch die den Vorgang der Festkörperdiffusion bestimmenden Parameter (z. B. Temperatur und Konzentration) bestimmt.

Als Diffusionslegierungstransistoren dieser Art sind die Hochfrequenztransistortypen der Firma Valvo (OC 170/171 und Nachfolgetypen) ausgeführt. Eine andere Variante des Verfahrens finden wir bei den sowjetischen Typen P 401 bis P 403 sowie den Typen OC 880 bis OC 884 des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder).

Nach ähnlichen Gesichtspunkten lassen sich auch Siliziumdrifttransistoren aufbauen. Dabei ist lediglich zu berücksichtigen, daß im Silizium die Akzeptoratome schneller diffundieren als die Donatoren.

Mesatransistor

Der Mesatransistor (Bild 5) ist prinzipiell, was die Schichtanordnung betrifft, ähnlich aufgebaut wie ein Diffusionslegierungstransistor. Ein p-leitendes Germaniumscheibchen (Durchmesser einige Zentimeter) wird nach Polierung und Ätzung in einer Atmosphäre von Arsen- oder Antimondampf auf etwa 650 °C erhitzt und auf diese Weise bis zu einer Tiefe von rund 2 μm durch eindiffundierte Donatoren in n-leitendes Material mit abfallender Störstellendichte verwandelt. Der Vorgang dauert etwa eine Stunde und erzeugt in einem Arbeitsgang den kollektorseitigen pn-Übergang aller Transistoren, die später aus der Germaniumscheibe herausgeschnitten werden. Zuvor werden bei etwa 10^{-5} Torr auf die Scheibe unter Verwendung von Abdeckmasken (Bild 6)

gleichzeitig die Emitter- und Basiskontakte für rund hundert Transistoren aufgedampft und einlegiert. Der streifenförmige Basiskontakt besteht aus einer Gold-Antimonlegierung und dient lediglich zur sperrschichtfreien Kontaktierung der bereits eindiffundierten Basis. Der Emitterkontakt aus Aluminium bildet bei der nach dem Aufdampfen erfolgenden Legierung in bekannter Weise den emitterseitigen pn-Übergang. Der Abstand der beiden Streifen beträgt etwa 10 bis 15 μm. Anschließend werden rasterartig Rillen in das Kristallplättchen geätzt, so daß die Teile mit den aufgedampften Metallstreifen als „Tafelberge" (spanisch = Mesa) von etwa 0,01 mm² Fläche stehen bleiben. Dann erst wird die Scheibe in einzelne Plättchen zerschnitten, die schließlich auf eine metallische Trägerplatte oder den Boden des Transistorgehäuses aufgelötet werden. Die Kontaktierung der aufgedampften Flecke erfolgt nach dem sogenannten Thermokompressionsverfahren ohne Fluß- oder Lötmittel. Hierbei wird ein Golddraht, der etwa 10 μm stark ist, bei 300 °C mit einem kleinen Keil auf die aufgedampfte Metallschicht gedrückt. Die dabei auftretende plastische Verformung des Drahtes bewirkt eine Art Kaltverschweißung.

Ein großer Vorteil des Mesaverfahrens ist, daß der fertige Transistor keine Bestandteile enthält, die unterhalb 350 °C schmelzen. Er kann deshalb zwecks Ausheizung im Vakuum auf diese Temperatur erhitzt werden. So lassen sich die an der Oberfläche haftenden Wassermoleküle entfernen. Auf die Bedeutung dieser Möglichkeit in bezug auf die Kleinheit der Restströme und die Lebensdauer des Bauelements wurde bereits in radio und fernsehen 9 (1960) H. 16 S. 521, 11 (1962) H. 9 S. 270 und 11 (1962) H. 17 S. 535 hingewiesen. Voraussetzung für das Wirksamwerden des Ausheizprozesses ist natürlich ein dichtes Gehäuse. Daß das als Kollektorzuleitung fungierende Kristallplättchen leicht auf den Transistorsockel aufgelötet werden kann, ist für die Abfuhr der Verlustwärme günstig. So sind Mesatransistoren oft HF-Kleinleistungstransistoren. Als weiterer Vorteil des Mesatransistors ergibt sich, daß die Kollektor-Sperrschichtkapazität, die in Emitterschaltung als Rückwirkungskapazität auftritt, infolge der Kleinheit des gesamten Aufbaus und der relativ hochohmigen Kollektorregion sehr klein ausfällt, während der durch Festkörperdiffusion gebildete Basisbezirk einen niedrigen ohmschen Widerstand ($r_{bb'}$) besitzt. Beides ist für die Erreichung hoher Grenzfrequenzen (> 100 MHz) bzw. vorteilhafter Eigenschaften bei hohen Betriebsfrequenzen günstig.

Der spezifische Widerstand des Grundmaterials, der den in der Kollektorregion auftretenden Bahnwiderstand bestimmt, kann allerdings nicht beliebig hoch gewählt werden, weil dann eine sperrschichtfreie Kontaktierung am mechanisch tragenden Metallplättchen sehr schwierig wird. Außerdem hat ein hoher Kollektorbahnwiderstand eine hohe Rest- oder Kniespannung zur Folge, die die Aussteuerfähigkeit des Transistors bei hohen Strömen nach kleinen Spannungen zu begrenzt und besonders bei kleinen Batteriespannungen den Wirkungsgrad von Leistungsstufen herabsetzt. Im Bild 7 ist das Kennlinienfeld eines Germanium-Mesatransistors dargestellt. Ähnlich verlaufen übrigens auch die Kennlinien von Diffusionslegierungstransistoren, die nach Bild 4 aufgebaut sind. Bei Germaniumtransistoren ergeben sich für Ströme von 100 mA Kniespannungen von 1 ··· 2 V (Bild 7). Im Verhältnis zur Spannung der Kollektorstromquelle ist das noch erträglich, und man erhält hinsichtlich Aussteuerungsfähigkeit und Wirkungsgrad relativ ähnliche Werte wie bei Vakuumpentoden. Bei Siliziumtransistoren, die in dieser Art (Bilder 4 und 5) aufgebaut sind, ist jedoch meist die Kniespannung so hoch, daß sie von den Transistorherstellern in den Datenblättern oft verschwiegen wird. Bei einem diffusionslegierten Siliziumtransistor westdeutscher Herkunft wird z. B. angegeben: Kniespannung bei einem Kollektorstrom von 10 mA: < 1,2 V. Aus dem Kennlinienfeld entnimmt man für einen Kollektorstrom von 90 mA eine Kniespannung von 10 V.

Der Schaltungstechniker muß sich also merken, daß Leistungs- und Kleinleistungstransistoren aus Silizium, außer wenn es sich um Legierungstransistoren handelt, mit verhältnismäßig hohen Spannungen betrieben werden müssen, wenn der Umformungswirkungsgrad nicht zu klein werden soll. Die maximale Emittersperrspannung von Mesatransistoren liegt bei der Germaniumausführung zwischen 0,5 und 1 V und bei der Siliziumausführung zwischen 3 und 8 V.

Epitaxial-Mesatransistoren

Der eben erwähnte Nachteil der Mesatransistoren, nämlich die hohe Knie- oder Restspannung, besteht nicht mehr bei dem Epitaxialtransistor (Bild 8). Man geht hier von einer Kristallscheibe aus, deren spezifischer Widerstand rund 100mal kleiner ist als sonst beim Mesatransistor, der aber trotzdem eine möglichst perfekte Kristallstruktur besitzt. Auf dieses Grundmaterial läßt man aus dem gasförmigen Aggregatzustand eine in beliebigem Grade dotierte Einkristallschicht von etwa 10 μm Stärke aufwachsen. Dieser Vorgang ähnelt entfernt dem Entstehen von Eisblumen, die unter geeigneten Bedingungen direkt aus dem in der Luft enthaltenen Wasserdampf unter Umgehung des flüssigen Aggregatzustandes entstehen. Die aufgewachsene Halbleiterschicht dient dann als Grundmaterial zur Herstellung von Transistoren nach dem Mesaverfahren. Da die Strombahnen von der aufgewachsenen Kollektorschicht zu dem fast metallisch leitenden Kristallplättchen sehr kurz sind, wird der Kollektorbahnwiderstand klein. Die Kniespannung von Epitaxialtransistoren ist demzufolge erheblich kleiner als die einfacher Mesakonstruktionen (Bild 9). Aus demselben Grunde wird die Speicherzeit von epitaxialen Schaltttransistoren klein.

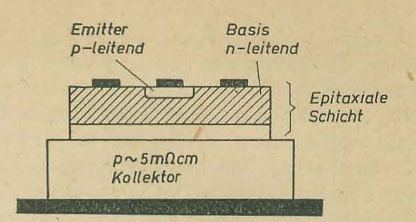


Bild 8: Prinzipieller Aufbau eines Epitaxialtransistors mit zwei Basiskontaktstreifen, die ähnlich wie eine Ringbasis (Bild 1) den inneren Basiswiderstand herabsetzen

Planartransistoren

Während die bisher erwähnten Transistorarten sämtlich aus Germanium oder Silizium hergestellt werden können, ist der Planartransistor stets ein Siliziumtransistor. Wenn auch heute noch wegen des schwierigeren Reinigungsverfahrens Siliziumtransistoren allgemein 5 bis 10mal so teuer sind wie vergleichbare Germaniumtransistoren, so darf man für die fernere Zukunft doch wohl mit erheblichen Preissenkungen für das hochreine und einkristalline Siliziummaterial rechnen. Es ist durchaus möglich, daß der Silizium-Planartransistor, insbesondere der durch Kombination mit der Epitaxialtechnik hergestellte, der Transistor der Zukunft ist.

Die wörtliche Übersetzung des Wortes „Planartransistor" würde „Scheibentransistor" lauten. Da das jedoch nichts Wesentliches aussagt, sollte man besser beim Fremdwort bleiben. Das Charakteristische am Planartransistor ist die Tatsache, daß während des gesamten Herstellungsvorganges und im Endzustand die empfindlichen, an die Oberfläche tretenden Nahtstellen zwischen den pn-Übergängen stets mit einer schützenden Siliziumdioxydschicht überzogen sind. Siliziumdioxyd (SiO_2 = Quarz) ist bekanntlich gegen äußere Einwirkungen chemischer oder physikalischer Art äußerst widerstandsfähig. Da die schwierig zu beherrschenden Oberflächeneffekte [siehe radio und fernsehen 9 (1960) H. 16 S. 521 und 11 (1962) H. 9 S. 270] die Lebensdauer der Transistoren bestimmen, wird der Planartransistor eine sehr hohe Zuverlässigkeit und

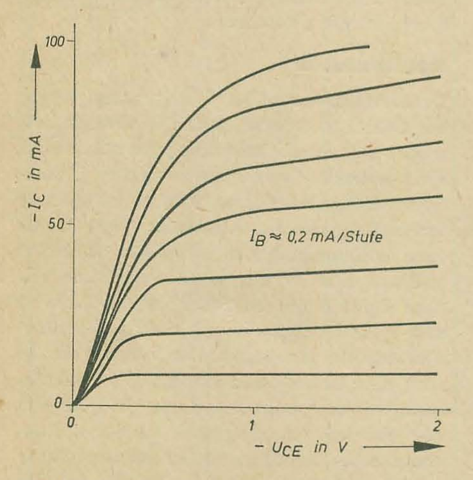


Bild 7: Kennlinienfeld eines Germanium-Mesatransistors

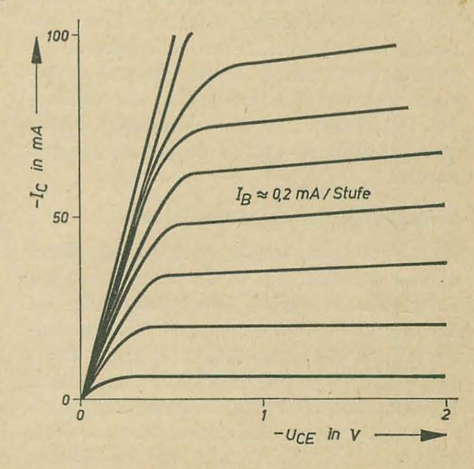


Bild 9: Kennlinienfeld eines Epitaxialtransistor

Heimmagnettongerät BG 20-6

Ing. GOTTHARD KÄSSEMODEL

Mitteilung aus dem VEB Meßgerätewerk Zwönitz



Nachdem die Nachfrage nach den Geräten der Smaragd-Reihe bis jetzt nicht nachgelassen hat, entschloß sich der VEB Meßgerätewerk Zwönitz, dem Gerät BG 20-5 einen weiteren Typ, das BG 20-6, folgen zu lassen. Im folgenden wird erläutert, in welchen Punkten sich das BG 20-6 vom BG 20-5 unterscheidet.

Das Gerät BG 20-6 ist, wie seine Vorgänger, ein tragbares Koffergerät. Durch verschiedene konstruktive Maßnahmen ist das Gewicht um etwa 1 kp verkleinert worden. Die äußeren Abmaße des Koffers sind gleich geblieben. Seine bisher abgerundete Form ist jedoch in eine eckige verändert worden, so daß sich daraus in Verbindung mit einigen anderen Veränderungen ein gefälligeres und moderneres Aussehen ergibt.

Das Laufwerk ist im Aufbau und in der Funktion fast unverändert geblieben. Lediglich die Zähluhr wurde durch ein übersichtliches dekadisches Zählwerk ersetzt, das wie bisher vom Band angetrieben wird. Am Anfang eines Bandes wird das Zählwerk mittels des Rückstellknopfes auf Null gestellt. Die beim Ablauf des Bandes angezeigte Ziffernfolge ist dann der Bandlänge proportional, und vorgemerkte Stellen sind leicht wieder aufzufinden bzw. bestimmte Stellen, wie Anfang oder Ende einer Aufnahme, sind leicht vorzumerken.

Der Netzteil des Gerätes wurde entsprechend den Erfordernissen der Stromversorgung des neuen Entzerrers geringfügig geändert. Neu ist, daß der Ausgangstransformator nicht mehr im Entzerrer, sondern im Netzteil untergebracht ist.

Die wesentlichste Änderung, die am Gerät durchgeführt wurde, erfolgte am Entzerrer (der umschaltbaren Aufnahme — Wiedergabeverstärker). Er ist jetzt in gedruckter Verdrahtung ausgeführt (Bild 1). Die Leiterplatte ist herausklappbar im Gerät angeordnet. Nach dem Entfernen zweier Sicherungsscheiben kann die Entzerrerplatte aus dem Gerät ausgeschwenkt werden. Dabei bleibt das Gerät in allen Funktionen betriebsbereit, was ganz besonders dem Servicedienst zugute kommt.

Gegenüber dem BG 20-5 hat sich die Röhrenbestückung geändert (Bild 3). In der ersten Verstärkerstufe wird die brummarme Pentode EF 86, in der zweiten und dritten die Doppeltriode ECC 83 eingesetzt. Die im Stromverbrauch sparsame Pentode EL 95 hat zwei Funktionen zu erfüllen. Bei Wiedergabe gibt sie 1,5 W NF-Leistung bei weniger als 10% Klirrfaktor ab bzw. bei Aufnahme die für Löschung und Vormagnetisierung benötigte HF-Leistung. Für den HF-Generator wurde ein Schalenkern aus Karbonyleisen verwendet. Dadurch konnte die im Gerät vagabundierende HF-Spannung klein gehalten werden.

Der Löschkopf L 15 garantiert bei einem

Lebensdauer besitzen. Allen anderen Methoden des Oberflächenschutzes in der Transistortechnik, wie Silikonfettfüllungen, Feuchtigkeitsgetter oder Kombinationen von beiden, schreibt man neuerdings lediglich eine „Zeitbombenwirkung" zu, die die Alterung des Transistors nur aufschiebt aber nicht verhindert. Der Gerätewickler sei jedoch an dieser Stelle daran erinnert, daß technische Geräte in unserer schnelllebigen Zeit im allgemeinen in zehn Jahren aus anderen Gründen veralten, und daß es daher nicht in allen Fällen sinnvoll ist, „Langlebensdauertransistoren" zu verwenden.

Da der „einfache" Planartransistor aus dem gleichen Grunde, der bereits beim Diffusionslegierungstransistor aus Silizium angeführt wurde, eine oft unerträglich hohe Rest- oder Kniespannung besitzt, soll hier der Epitaxial-Planartransistor besprochen werden. Im Bild 10 ist der Schichtaufbau des fertigen Transistors dargestellt. Der Herstellungsgang soll in groben Zügen anhand von Bild 11 erläutert werden. Zunächst erhält die aufgewachsene Schicht einen Überzug aus Siliziumdioxyd (Bild 11a). In diese wird dann mit Flußsäure ein Fenster geätzt (Bild 11b), wobei der Rand in geeigneter Weise abgedeckt ist. Im dritten Arbeitsgang (Bild 11c) läßt man aus einer Borsäureatmosphäre an der freigelegten Stelle Bor in das Plättchen eindiffundieren und bildet so die Kollektorsperrschicht. Das Besondere des Verfahrens besteht nun darin, daß hierbei durch den bei der Aufspaltung der Borsäure frei werdenden Sauerstoff erneut eine Siliziumdioxydschicht entsteht. Zur Herstellung des Emitters wird erneut ein kleineres Fenster in die Dioxydschicht geätzt (Bild 11d) und das Plättchen anschließend in eine Phosphor-Pentoxydatmosphäre gebracht. Die eindiffundierten Phosphoratome bilden die Emittersperrschicht, während der auch hierbei entstehende Sauerstoff an der Oberfläche erneut Siliziumdioxyd bildet, wodurch auch dieses Fenster geschlossen wird (Bild 11e). Zum Schluß werden nochmals kleine Fenster in die Schutzschicht geätzt, durch die dann die Kontaktierung der Basis- und Emitterregion erfolgt (Bild 11f). Man erkennt, daß bei diesem Verfahren, die an die Oberfläche tretenden Nahtstellen der pn-Übergänge bereits während des Entstehens abgedeckt und bei den nachfolgenden Arbeitsgängen nicht mehr freigelegt werden.

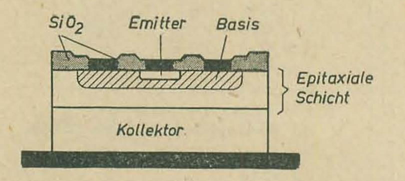


Bild 10: Prinzipieller Aufbau eines Epitaxial-Planartransistors. Metallische Kontakte schwarz gezeichnet. Die schützenden SiO_2-Schichten sind grau dargestellt

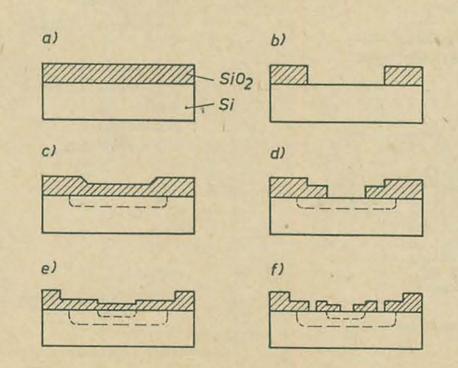


Bild 11: Herstellungsgang eines Planartransistors. SiO_2-Schichten sind schraffiert ▶

Abschlußbetrachtung

Die Reihenfolge der Darstellung wurde hier so gewählt, daß die Eigenschaften der verschiedenen Formen in logischer Weise weiterentwickelt erscheinen. Das ist willkürlich und steht in keinem Zusammenhang mit der zeitlichen Reihenfolge, in der die verschiedenen Transistorarten entwickelt wurden. Als eine Transistorbauart, die u. U. noch als Konkurrent für den Epitaxial-Planartransistor in Betracht kommt, sei abschließend der durch Dreifachdiffusion hergestellte Transistor erwähnt, der sich durch eine hohe Kollektorsperrspannung auszeichnet. Ein Beispiel dafür ist der RCA-Typ 2 N 2102, für den als Augenblickswert eine maximale Kollektorspannung von 200 V zulässig ist.

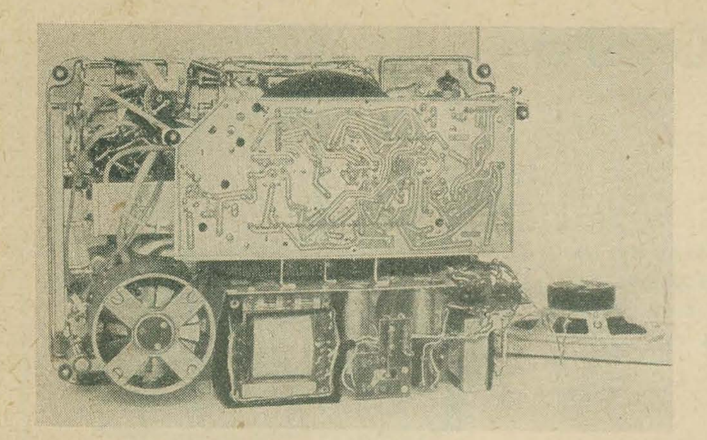


Bild 1: Aufbau des BG 20-6

Bild 2: Schaltung des Heimmagnettongeräts BG 20-6 ▶

Löschstrom von ≧ 250 mA die notwendige Löschdämpfung von ≧ 65 dB. Das veraltete magische Auge EM 11 wurde durch das moderne magische Band EM 84 ersetzt. Die Wirkungsweise des Entzerrers ist nahezu unverändert geblieben. Nach der ersten linear verstärkenden Stufe folgt der Aussteuerungsregler, der bei Wiedergabe als Lautstärkeregler benutzt wird.

Parallel zu diesem liegt der Einstellregler R_{115}, mit dem bei Wiedergabe die Ausgangsleistung auf max. 1,5 W eingestellt wird. Zwischen der Anode der dritten Verstärkerstufe und der Katode der zweiten befindet sich das Gegenkopplungsnetzwerk für die Aufnahme- und Wiedergabeentzerrung (Bilder 3 und 4). Der Sprech-Hörkopf vom Typ SH 1 a wird im BG 20-6 jetzt auch bei Aufnahme mit seiner vollen Wicklung betrieben. Statt eines Sperrkreises in der Aufsprechleitung verhindert der Widerstand R_{134} unter diesen Bedingungen wirksam das Eindringen der für die Vormagnetisierung des Bandes benötigten HF-Spannung in den Entzerrer.

Durch die Verwendung von Magnettonband des Typs CR bzw. CRL vom VEB AGFA Wolfen konnte trotz gleicher Kopfbestückung der Frequenzumfang des Gerätes auf 11 kHz bei 9,5 cm/s bzw. 18 kHz bei 19 cm/s erweitert werden (siehe Bild 5).

Die Entzerrerkurven für Aufnahme und Wiedergabe sind in den Bildern 3 und 4 dargestellt.

Die Einstellung des HF-Vormagnetisierungsstromes erfolgt so, daß bei 3 kHz der Vormagnetisierungsstrom ermittelt wird, bei dem maximale Ausgangsspannung erreicht wird. Endgültig eingestellt wird ein um etwa 10 bis 20% größerer HF-Strom. Diese Einstellung garantiert stabiles Verhalten des Gerätes bei Aufnahmen sowie eine optimale Klangqualität.

Da die Entzerrungszeitkonstanten von 100 µs bei 19 cm/s und 200 µs bei 9,5 cm/s beibehalten wurden, ergibt sich beim Abspielen von Aufnahmen, die mit anderen Gerätetypen der „Smaragd"-Reihe aufgenommen worden sind, keine Einbuße an Klangqualität. Sämtliches Zubehör zu den bisherigen Typen ist auch beim BG 20-6 verwendbar.

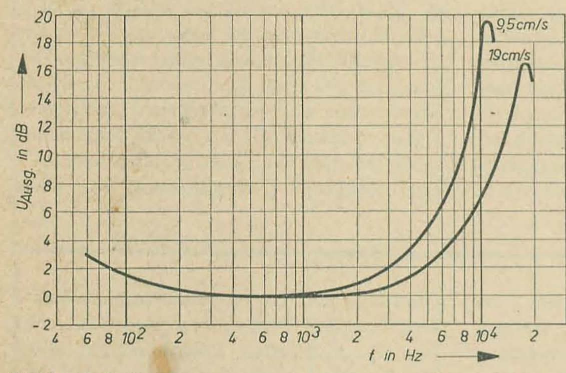


Bild 3: Aufnahmefrequenzgang; $U_{Eing.}$ an Bu_2, $U_{Ausg.}$ am 100-Ω-Meßwiderstand am Sprechhörkopf gemessen, relativer Pegel bezogen auf 1000 Hz: ± 0 dB ≙ 0,8 mV an 100 Ω

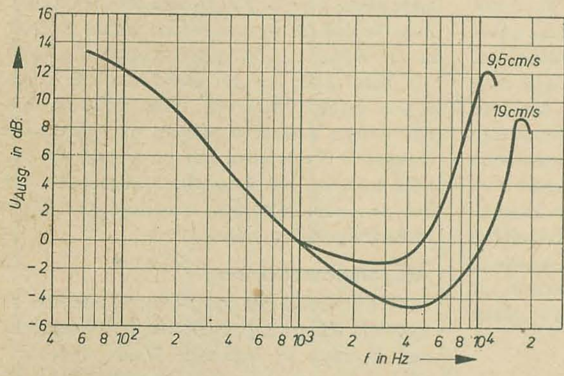


Bild 4: Wiedergabefrequenzgang; Eingangsspannung über 1-Ω-Widerstand im kalten Kopfanschluß eingespeist, relativer Pegel bezogen auf 1000 Hz

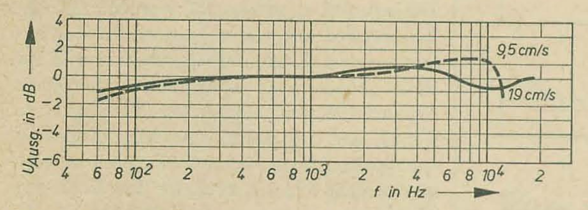
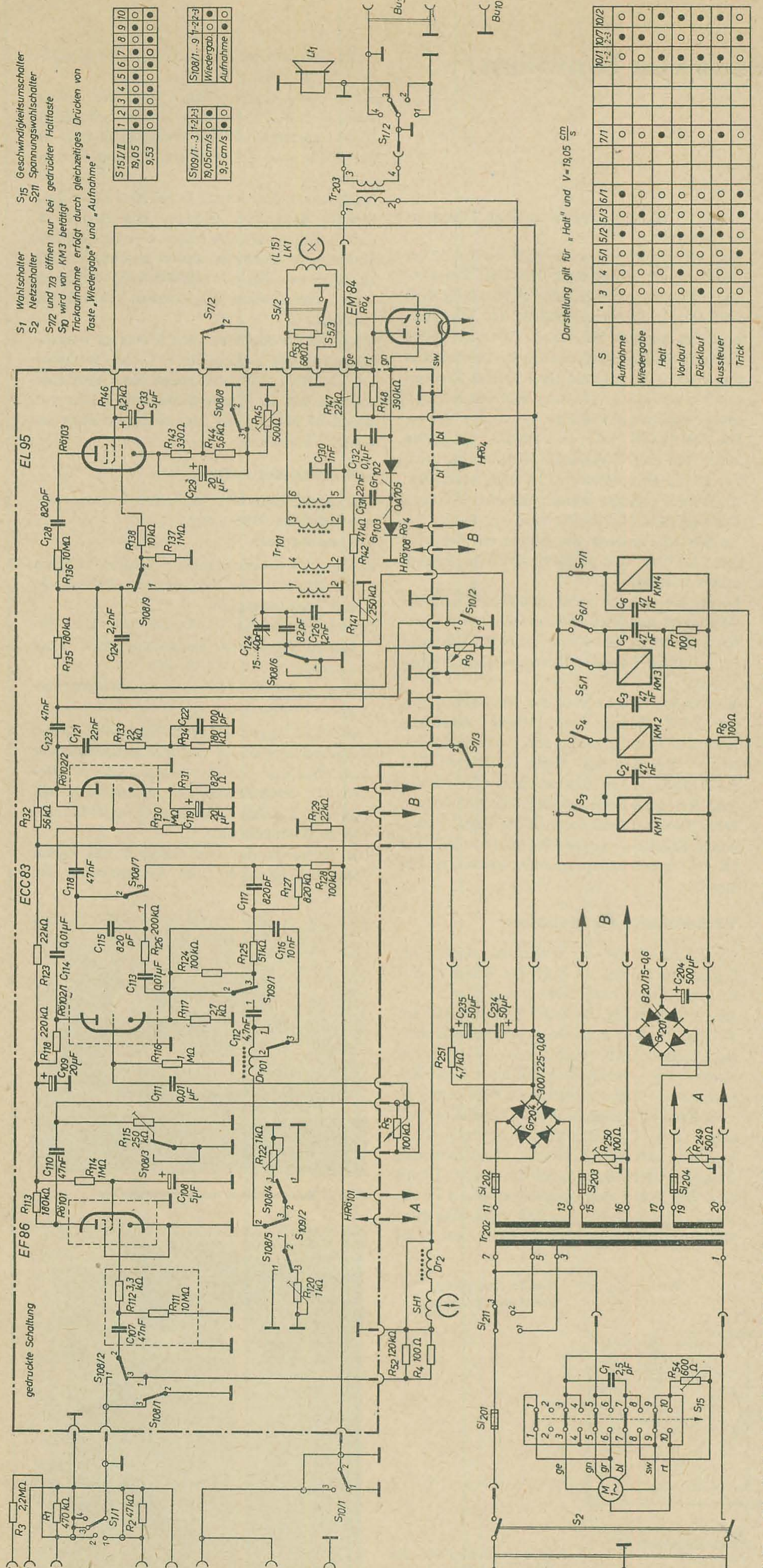


Bild 5: Frequenzgang über Band, 20 dB unter Vollaussteuerung gemessen an Bu_2, Magnettonband Typ CR

Technische Daten

Netzanschlußspannung:	110, 125, 220 V~ 50 Hz
Leistungsaufnahme:	etwa 70 VA bei 220 V
Bandgeschwindigkeit:	wahlweise umschaltbar 19,05 cm/s und 9,53 cm/s
größte Bandspule:	178 mm ∅, entspr. 350 m CR-Band bzw. 520 m CR-Langspielband
Spieldauer:	
bei 19,05 cm/s mit CR-Band	etwa 2 × 30 min (im Doppelspurbetrieb)
bei 9,53 cm/s mit CR-Band	etwa 2 × 60 min (im Doppelspurbetrieb)
bei 19,05 cm/s mit CR-Langspielband	etwa 2 × 45 min (im Doppelspurbetrieb)
bei 9,53 cm/s mit CR-Langspielband	etwa 2 × 90 min (im Doppelspurbetrieb)
Bandsorte:	CR-Band oder CR-Langspielband des VEB AGFA Wolfen
Umspulzeit:	3 min bei 178 mm ∅ der Bandspule
Spurlage:	internationale Doppelspur
Aussteuerungskontrolle:	vor und während der Aufnahme durch Magisches Band (EM 84)
Löschung und Vormagnetisierung:	mit Hochfrequenz etwa 85 kHz
Eingänge:	1. < 5 mV an 470 kΩ für Mikrofone < 20 mV an 2 MΩ für Plattenspieler 2. < 5 mV an 47 kΩ für moderne Rundfunkgeräte mit Diodenausgang
Ausgänge:	1) ≧ 0,8 V an 22 kΩ 2) für Lautsprecher; etwa 1,5 W an 5 Ω
eingebauter Kontrollautsprecher:	Ovallautsprecher 1,5 W permanentdynamisch
Frequenzumfang:	
bei 19,05 cm/s	60 ··· 18000 Hz nach DIN 45511
bei 9,53 cm/s	60 ··· 11000 Hz nach DIN 45511
Frequenzmodulation:	bei 19,05 cm/s ≦ 0,3 % bei 9,53 cm/s ≦ 0,5 %
Amplitudenmodulation:	≦ 20 %
Fremdspannungsabstand:	≧ 40 dB
Bedienung:	Drucktastensteuerung
Bandanzeige:	dekadisches Zählwerk
Klangregelung:	auf Leistungsausgang bzw. eingebauten Lautsprecher wirksam
Röhrenbestückung:	1 × EF 86 1 × ECC 83 1 × EL 95 1 × EM 84
Masse:	etwa 14 kg

Anschlußmöglichkeit für Mischpult und Tonkoppler ist vorhanden.



Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 8 (1963)

■ Berechnung von Transistorbreitbandverstärkern nach dem Pol-Nullstellen-Verfahren, Teil I

In der vorliegenden Arbeit werden die frequenzabhängigen Eigenschaften von ein- und mehrstufigen Transistorbreitbandverstärkern mit Hilfe des Pol-Nullstellen-Verfahrens berechnet. Außerdem ist es mit den angegebenen Gleichungen möglich, Verstärker mit vorgegebenen Eigenschaften überschlägig zu dimensionieren.
Der frequenzabhängige Amplituden- und Phasenverlauf der Verstärkungen und des Eingangswiderstandes von Verstärkern ohne Gegenkopplungen kann bis in die Größenordnung der Grenzfrequenz der Transistoren in Basisschaltung, d. h. weit über die Grenzfrequenz des Verstärkers hinaus, mit sehr guter Genauigkeit berechnet werden. Damit ist die Grundlage zur Berechnung von Mit- und Gegenkopplungen über eine beliebige Stufenzahl gegeben. Die Berechnung der Rückkopplungen erfolgt im zweiten Teil der Arbeit.

■ Zum Frequenz- und Impulsverhalten transistorisierter Ladungsverstärker

Durch schaltungstechnische Verwirklichung der Ladungssteuerung bei Transistoren lassen sich Verstärker aufbauen, die theoretisch eine obere Grenzfrequenz von $\omega_0 = \omega_\alpha$ besitzen. Als Signalquellen kommen außer den echten Ladungsgeneratoren, wie Strahlungsdetektoren, alle niederohmigen Spannungsquellen in Frage, wobei die Koppelkapazität C_g möglichst klein zu halten ist.

■ Die Berechnung einfacher RC-Filterschaltungen, Teil I

In der Elektrotechnik werden häufig RC- und CR-Glieder verwendet, um den Frequenzgang eines Übertragungsgliedes, z. B. eines Verstärkers, in geeigneter Weise zu beeinflussen. Die Berechnung dieser Glieder bereitet keine Schwierigkeiten, solange es sich um Einzelglieder handelt, die durch Verstärkerstufen nahezu ideal entkoppelt werden. Müssen dagegen zur Erzielung einer bestimmten Dämpfungscharakteristik mehrere Glieder in Kette geschaltet werden, so wird die Berechnung recht kompliziert und umfangreich. Bereits die Kettenschaltung von drei RC-Gliedern kann nur noch mit Näherungsmethoden berechnet werden. Die in den folgenden Teilen angeführten Diagramme ermöglichen dagegen Analyse und Synthese praktisch brauchbarer RC- und CR-Filterketten ohne jede Rechenarbeit.

■ Ein Beitrag zur Dämpfungsmessung an kurzen Hohlleitern

Es wird ein Meßaufbau mit Fehlerabschätzung zur Bestimmung der Dämpfung kurzer Hohlleiterstücke angegeben. Das Meßprinzip besteht darin, daß aus der unvollständigen Interferenzauslöschung in den Knoten einer stehenden Welle die Dämpfung berechnet werden kann. Die Fehlerbetrachtung erfolgt mit Hilfe eines Signalflußdiagramms und gestattet eine Abschätzung der kleinsten meßbaren Dämpfung bei vorgegebener Genauigkeit.

■ Symmetriemessungen mit nicht vollständig abgeglichener Differentialmeßbrücke

Die bekannte Methode für absolute Symmetriemessung durch Vertauschen der Brückenzweige einer Differentialmeßbrücke wird abgeleitet und erweitert und am Beispiel der Auslese abgeglichener Dioden für den Ringdemodulator demonstriert.

■ Neue Miniatur-Fotovervielfacher des VEB Carl Zeiss Jena

Die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten eines neuen Miniatur-Fotoverfielfachers werden beschrieben. Technische Daten werden mitgeteilt. Auf die Einsatzmöglichkeit bei der Miniaturbauweise wird hingewiesen.

■ Neue Mikrowellenmeßgeräte aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen

■ Schwingungsmessung mit piezoelektrischen Aufnehmern und modernen Schwingungsmeßgeräten

Die Technik des Schneidens von Tonfolien

Ing. EDMUND KÖNIG

Die Selbstaufnahme von Schallplatten erfreute sich schon einmal großer Beliebtheit. Der Schnitt eigener Aufnahmen begann etwa 1928/29 und fand mit Ausbruch des 2. Weltkrieges ein frühzeitiges Ende. Schuld daran war nicht allein der Beginn des Siegeszuges des Tonbandes, sondern mitentscheidend war zunächst die restlose Einstellung der Lieferung von Tonfolien für den privaten Verbraucher.

Die restlose Einstellung der Produktion erfolgte gerade zu der Zeit, als die in größeren Städten errichteten gewerblichen „Tonstudios" sich teils im Eigenbau hergestellte Tonbandgeräte beschafft hatten, um die Darbietungen der Kunden zunächst auf Band aufzunehmen und erst nachdem diese gut ausgefallen sind — ohne den sonst kaum vermeidbaren Verschnitt auf Folien — beliebig oft zu überspielen.

Das Fehlen einer auch nur einigermaßen brauchbaren Folie in der DDR trug keinesfalls zur Wiederbelebung dieser Technik bei. Der Wunsch nach einer Folie löste in der Fachpresse erhebliche Diskussionen aus [siehe auch radio und fernsehen 6 (1957) H. 8].

Diese Diskussionen ergaben im wesentlichen drei Punkte.

1. Neben dem Tonband wird sich auch in der Perspektive die Schallplatte weiterbehaupten
2. Für das Schneiden von Tonfolien besteht zweifellos ein zunehmendes Interesse
3. Wenn dieses interessante Gebiet neu belebt werden soll, ist eine geeignete und preiswerte Folie Voraussetzung.

Für die Wiedereinführung des Selbstschneidens von Tonfolien kommen noch als nicht unwesentliche Pluspunkte hinzu, daß der Bau eines guten, entsprechend entzerrten und leistungsfähigen NF-Versärkers keine großen Schwierigkeiten bedeutet und daß heute fast ausnahmslos alle Schallplatten mit dem die Platten außerordentlich schonenden Saphir abgetastet werden. Es können demzufolge die früher üblichen in jeder Beziehung ungeeigneten plattenmordenden Spezialwinkelabtastnadeln aus Stahl entfallen.

Als Folie steht jetzt vom VEB Elektrochemisches Kombinat Bitterfeld EKALON (W) glasklar und beiderseitig poliert in Stärken von 0,8 ··· 1 mm zur Verfügung. Es hat sich in fast $1^1/_2$jähriger Erprobung als recht brauchbar erwiesen.

Eine beiderseitig schneidbare Folie von 22 cm Durchmesser kostet etwa 0,84 DM. Der Frequenzgang ist gut und läßt bei 78 U/min Aufzeichnungen bis etwa 7000 Hz zu. Der Störpegel ist normal. EKALON (W) kann etwa genau so oft abgespielt werden wie die bekannten früheren handelsüblichen Folien. Es kann mit Stahlstichel geschnitten und mit Normalsaphir abgetastet werden.

Da EKALON (W) in Tafeln von etwa 900 × 1800 mm hergestellt wird, lassen sich bei 22 cm Durchmesser 32 Folien herstellen, so daß ein geringer Abfall entsteht. Die neue Folie aus EKALON (W) wird vor allem diejenigen interessieren, die bereits ein Schneidgerät besitzen und endlich wieder in Betrieb setzen möchten.

Leider ist es noch nicht möglich, EKALON (W) direkt vom VEB Elektrochemisches Kombinat Bitterfeld für diesen Zweck zu beziehen. Es sei daher folgende Übergangslösung empfohlen:

Man wende sich an eine der Niederlassungen der DHZ Gummi und Asbest, Abteilung Kunststoffe im Bezirk, und erkundige sich, welche Betriebe im Kreis in letzter Zeit EKALON (W) in den Stärken 08, ··· 1 mm (zur Not geht auch 0,5 mm) bezogen haben. Diese Bezieher sind dann in der Regel bereit, einige Stücke — unter Umständen auch Abfälle — gegen entsprechende Bezahlung abzugeben.

Vorbereitung des Materials

Da EKALON (W) in Rollen geliefert wird, liegen die Folien, die mit der Hand auszuschneiden sind, noch nicht völlig plan.

Es ist notwendig, mehrere Scheiben (10 bis 20 Stück) völlig staubfrei und ohne Seidenpapierschutz sauber aufeinander zu legen und einige Tage — am besten mit einer alten Kopierpresse — fest einzuspannen. Man kann sich aber auch so helfen, daß man die Folien zwischen zwei 20 mm starke Sperrholzplatten legt und mit vier kräftigen Schrauben und Flügelmuttern fest zusammenpreßt. Damit sich die Poren des Sperrholzes nicht in die Folie abdrücken, ist oben und unten eine möglichst spiegelglatte Kunststoffolie von 1 bis 2 mm Stärke etwa aus Pertinax oder dergleichen beizulegen.

Schon nach einigen Tagen sind die Folien völlig plan und haften in einem geschlossenen Block zusammen. Dieser Block erhält jetzt in der Mitte eine Bohrung von 7,1 mm Durchmesser.

Nach Bedarf kann nun jeweils eine Folie zum Schnitt abgezogen werden. Die bespielten Folien sind, genau wie früher Gelatineplatten, planliegend, möglichst etwas beschwert, aufzubewahren. Eine Aufbewahrung zwischen 5 bis 6 mm starken Glasscheiben hat sich gut bewährt.

Während die Ausführungen bisher im wesentlichen für die „alten Hasen" von Interesse sein dürften, soll nachfolgend kurz umrissen werden, wie die Technik des Schneidens vor sich geht und welche Einrichtungen dazu erforderlich sind.

Schneiden der Folie

Im wesentlichen baut sich eine Schneideeinrichtung nach Bild 1 auf.

Sie besteht aus:

1. einer Tonfrequenzquelle; bewährt hat sich für diesen Zweck ein vierteiliges Mischpult mit Summenregler,
2. einen guten NF-Verstärker mit einer einfachen regelbaren Entzerrung und einer Leistung von 4 ··· 8 W und
3. dem eigentlichen Schneid- und Wiedergabegerät (Bilder 2 und 3).

Die Schaltung des Schneidgerätes zeigt Bild 4. Voraussetzung ist ein kräftiger gleichlaufender Antriebsmotor. Im Mustergerät ist ein alter „DUAL"-Asynchronmotor, umschaltbar auf 78 und $33^1/_3$ U/min, und einer Stromaufnahme von 25 W eingebaut.

Die Achse besitzt Normalkonus mit einem 7-mm-Linksgewinde zum Festspannen der

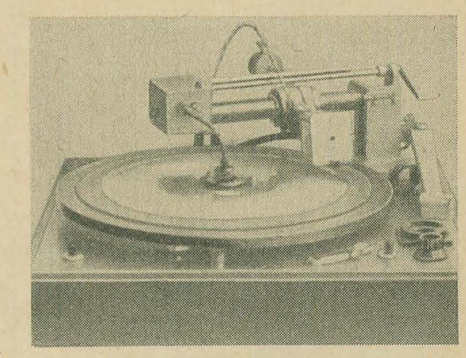


Bild 2: Seitenansicht des Schneidgerätes

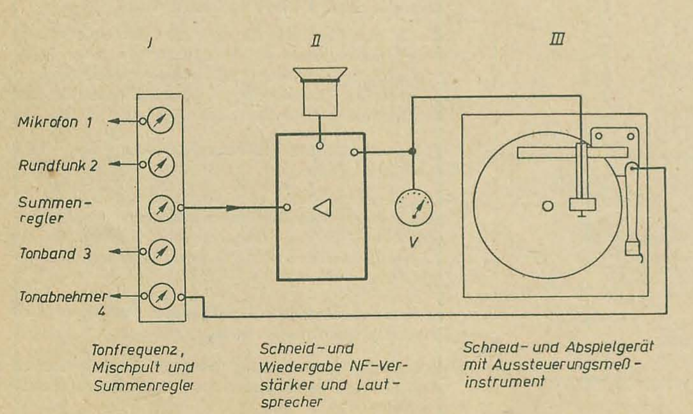


Bild 1: Komplette Schneideeinrichtung

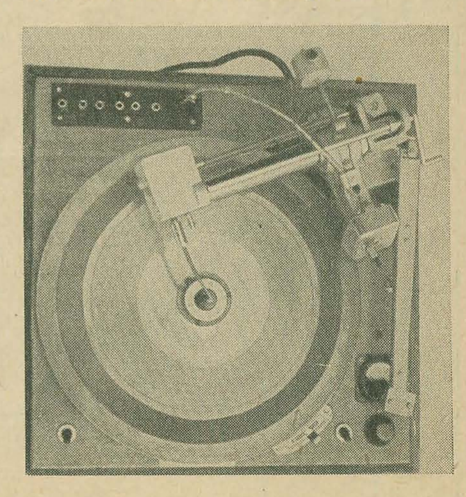


Bild 3: Draufsicht des Schneidgerätes

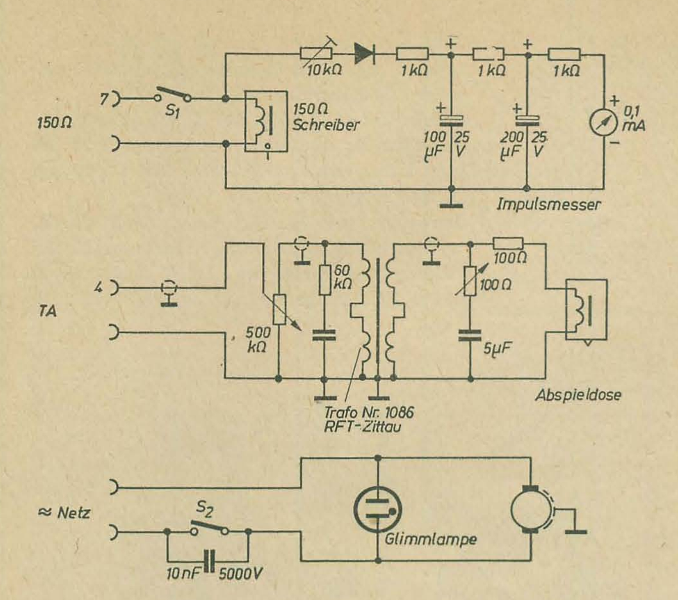


Bild 4: Schaltung des Schneidgerätes

Folie und der biegsamen Antriebswelle für die Vorschubseinrichtung.

Unter dem plangedrehten Teller aus Gußeisen von 30 cm Durchmesser ist zur Drehzahlkontrolle eine große stroboskopische Scheibe und eine Glimmlampe mit Spiegel so angebracht, daß eine Kontrolle auch bei Tageslicht, da es unter dem Teller immer etwas dunkel ist, gut möglich ist.

Sofern die Durchzugskraft groß genug ist, ist natürlich auch jeder andere Motor geeignet. Hierzu gilt eine Faustregel: Wenn man den 7 mm starken Achsstummel mit größter Anstrengung fest zwischen Daumen und Zeigefinger preßt, darf der Motor nicht zum Stillstand kommen.

Da unbetonte Folien keine Rillen aufweisen, sondern völlig glatt sind, ist eine Führungseinrichtung notwendig, die den Schreiber gleichmäßig zur Plattenmitte führt und bei Aufzeichnung der Tonfrequenz eine spiralförmige Rille mit einschneidet.

Die Qualität des Schreibers ist für gute Aufnahmen von großer Bedeutung. An sich ist ein Schreiber nichts anderes als ein hoch-, mittel- oder niederohmiger elektromagnetischer Tonabnehmer. Man hat mit gutem Erfolg derartige Tonabnehmer, z. B. Grawor-Rekord, Braun, Goldring und Körting DT 7, benutzt. Das beschriebene Gerät ist mit einem Neumann-R 12b/150-Ω-Schreiber bestückt.

Anstelle der Abspielnadel ist für Schneidzwecke nur ein Stahlstichel (Bild 5), ähnlich einem Drehstahl, eingespannt. Dieser bewegt sich im Rhythmus der Tonfrequenz und schneidet in einem Arbeitsgang die Tonrille in die Folie.

Die vom Verfasser entwickelte und in den Bildern 2 und 3 gezeigte Vorschubeinrichtung ist relativ einfach gebaut und unter dem Namen KARO-Tonschreiber in den Handel gekommen. Sie arbeitet nach folgendem Prinzip:

Von der Plattentellerachse wird über eine biegsame Welle ein Getriebe (bestehend aus zwei Zahn- und zwei Kegelrädern) angetrieben. Die Achsen des Zahnradpaares ragen aus dem Gehäuse heraus. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß entweder von außen nach innen oder umgekehrt geschnitten werden kann.

Das Gewinde der Spindel ist dem Rillenabstand — vier Rillen pro mm — angepaßt. In die Spindel greift ein federndes Mutterschloß. Da dieses Schloß direkt mit Dosenarm und Schreiber verbunden und vertikal schwenkbar ist, werden durch die Federung evtl. Auflageunterschiede oder sonstige Schwankungen ausgeglichen. Mittels eines verschiebbaren Gegengewichtes wird der richtige Schneidedruck eingestellt. Der Tonarm ist auf Rohrschlitten seitlich verschiebbar, so daß bereits vor der Aufnahme der Schreiber in Bereitstellung gebracht werden kann. Um die Dose mit einer Hand weich auf die Folie aufsetzen zu können, ist eine besondere Exzentereinrichtung vorgesehen. Der Weg, den die Dose zurücklegt, ist geradlinig. Die Schneiddose wird bei Transport durch Fixieren mit einer Schraube vor Beschädigung bewahrt.

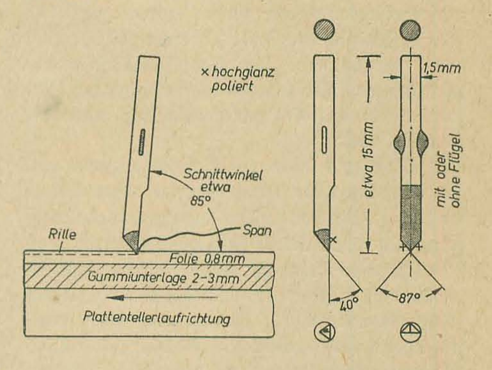


Bild 5: Stahl-Schneidstichel: Schliff und Schnittwinkel

Selbstverständlich gibt es für eine solche Einrichtung auch andere Lösungswege. Der einfachste Weg ist, zwei Kegelräder und eine Spindel mit M 3-Gewinde anzubringen. Der Verfasser hat bereits 1929 eine derartige primitive Vorschubeinrichtung veröffentlicht. Es darf aber nicht vergessen werden, daß damals in den ersten Anfängen der Ton nur in Alu- oder Zinkplatten gedrückt wurde und somit kein Span abfloß. Bei Aufkommen der ersten selbstgegossenen Gelatinefolien gab dann der Span, der immerhin eine beachtliche Länge von etwa 150 m hat, zu Störungen Anlaß. Der Span wickelte sich in die offenen Kegelräder und um die Spindel. Der Bau des KARO-Tonschreibers war einfach eine zwangsläufige Folge. Bei eigenen Konstruktionen ist also Vorsicht geboten.

Erwähnt sei noch ein einfaches Aussteuerungskontrollgerät (Impulsmesser). Mit dem Vorwiderstand von 10 kΩ (Bild 4) wird der Ausschlag beim Schnitt einmalig so eingestellt, daß bei etwa 70% des Ausschlages noch keine

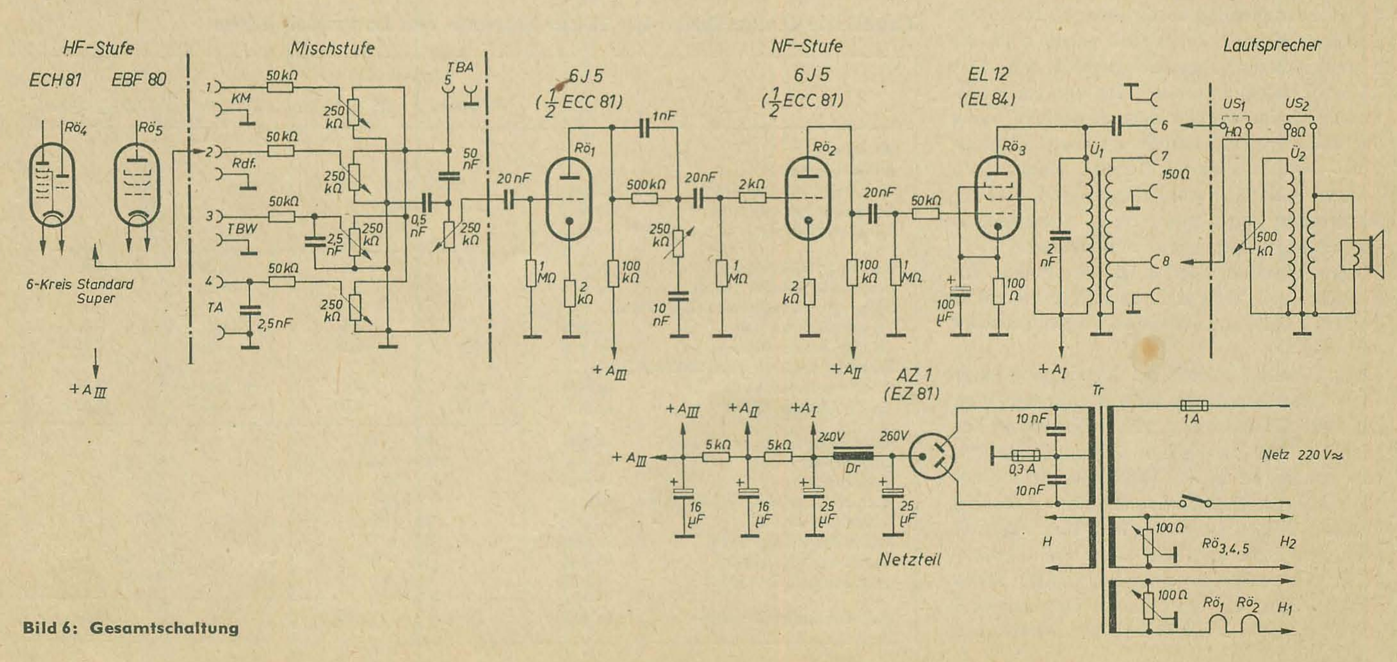


Bild 6: Gesamtschaltung

Verzerrungen und Rillenüberschneidungen bei tiefen Frequenzen eintreten.
Mittels Kippschalter (rechts im Bild 3) kann der Schreiber schnell ein- und abgeschaltet werden. Links im Bild sitzt der entstörte Motorschalter. Der Knopf rechts unter dem Meßinstrument ist der Lautstärkenregler für die Abspieldose.
Die Gesamtschaltung des für diesen Sonderzweck aufgebauten Gerätes zeigt Bild 6.
An den Mischteil kann an Eingang 1 ein Kondensatormikrofon nach [2] angeschlossen werden. Alle Spannungen für das Kondensatormikrofon werden einem Vollnetzgerät [3], das sich bis heute ohne Änderung gut bewährt hat, entnommen. Die Empfindlichkeit des einstufigen Kondensatormikrofonsystems ist ohne jede weitere Vorverstärkung mehr als ausreichend.
An Eingang 3 kann ein Magnettongerät und an Eingang 4 ein Plattenspieler angeschaltet werden. Alle Tonquellen lassen sich beliebig mischen und mittels Summenregler auf den Gesamtpegel bringen. Über Ausgang 5 kann schließlich hinter dem Mischteil ein weiteres Magnettongerät für Aufnahme auf Band nachgeschaltet werden. Selbstverständlich kann den Eingängen 1 bis 4 auch jede andere hochomige Tonquelle zugeführt werden.
Der NF-Teil ist einfach aufgebaut und weist keine wesentlichen Besonderheiten auf. Zwischen beiden Trioden befindet sich ein Klangregelwerk zur Anhebung der Höhen und Tiefen. Um eine frequenzunabhängige Gegenkopplung zu erreichen, sind die Katodenwiderstände nicht kapazitiv überbrückt. Während die Höhenanhebung stetig erfolgt und so ein Bedienungsknopf eingespart wird, muß die Tiefenentzerrung regelbar ausgelegt sein. Das ist zur Erreichung einer guten Dynamik notwendig. Beim Schnitt müssen deshalb, ohne das Höhenverluste auftreten, die Tiefen ab 250 ··· 500 Hz etwa nach Bild 7 abfallen, da es sonst Rillenüberschneidungen gibt. Bei der Wiedergabe wird ganz nach persönlichem Empfinden entgegengesetzt verfahren.

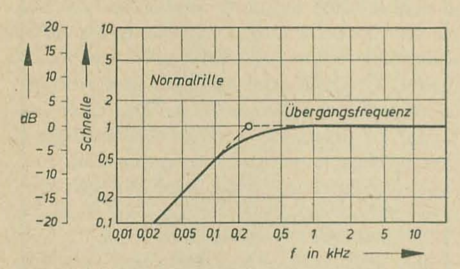
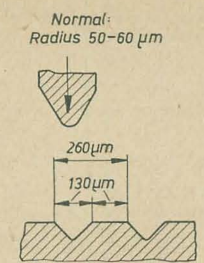
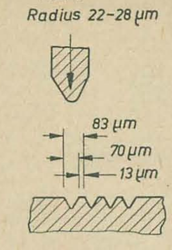


Bild 7: Abfall der tiefen Frequenz bei der Aufnahme

Warum es kaum möglich ist, von Folien, zumindest bei 78 U/min und Normalsaphir, größere Höhen zu bekommen, zeigen Tabelle 1 und Bild 8.
Nach Tabelle 1 beträgt die Schwingungslänge eines Tones bereits bei 6000 Hz nur 0,06 mm. Da der Abrundradius eines Normalsaphirs aber 50 ··· 60 μm (0,05 ··· 0,06 mm) beträgt, also annähernd in der Größe der Spitze des Saphirs liegt, ist ein einwandfreies Abtasten in dieser Höhe schlecht möglich. Hinzu kommt noch, daß Rille und Steg einer Folie, gleichgültig aus welchem Material, immer etwas elastisch sind und nachfedern. Dagegen sind der Steg und die Rille einer handelsüblichen Schallplatte wesentlich härter. Trotzdem können selbstgeschnittene Folien auch vor kritischen Ohren ohne weiteres bestehen.





Normalrillen = 4 Rillen mm | Mikrorillen = 12 Rillen mm

Bild 8: Rillen-, Steg- und Saphirabmessungen

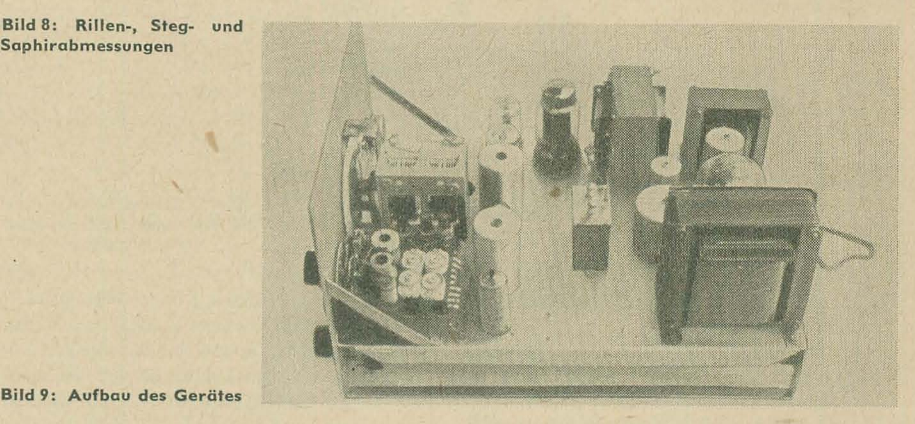


Bild 9: Aufbau des Gerätes

Dem Selbstschnitt von Mikrorillen stehen vorläufig noch große Schwierigkeiten entgegen [3].
Außer dem Ausgangstrafo $Ü_1$ (Bild 6), der im Gerät sitzt, ist noch ein weiterer Trafo ($Ü_2$), der Umschalter (US) und ein Potentiometer von 500 kΩ im Lautsprecher mit eingebaut. Während bei Wiedergabe die Schwingspule von 8 Ω an Bu 8 liegt (gezeichnete Stellung), kann bei Aufnahme zur Abhörkontrolle über den Weg Bu 6, Umschalter (US_1 geschlossen, US_2 offen), Potentiometer, Trafo ($Ü_2$) der Lautsprecher ohne Änderung der Schreibspannung zum Mithören auf beliebige Zimmerlautstärke angeschlossen werden. Den eigentlichen Aufbau des Gerätes zeigt Bild 9.
Am einfachsten sind Umschnitte von Platte und Band. In beiden Fällen bekommt man die Titel fertig geliefert. Schwieriger ist der Mitschnitt von Rundfunkdarbietungen. Vorzuziehen sind Sendungen über UKW.
Hierbei ist es nicht immer leicht, Anfang und Ende genau zu erfassen. Man schneide zu Beginn lieber erst zwei bis drei Rillen leer und blende langsam ein.
Besonders reizvoll sind eigene Aufnahmen, wie gesprochene Briefe mit oder ohne Untermalung von Musik usw. Dazu gehört schon etwas Erfahrung. Es ist leider nicht so, auch wenn das Mikrofon Nierencharakteristik hat, daß Sprecher, Sänger oder die Instrumente beliebig vom Mikrofon entfernt Aufstellung nehmen können. Der Sprechabstand sollte etwa 30 ··· 50 cm betragen. Hinzu kommt, daß der Pegel laufend überwacht und von Hand aus gesteuert werden muß. Pianostellen sind etwas anzuheben und Fortestellen zurückzudrehen. Aufnahmen in stärker gedämpften Räumen gelingen in der Regel besser, da ein zu großer Nachhall bei der Wiedergabe — vor allem im gleichen Raum — verdoppelt wird. Diese Dinge kann nur die Erfahrung lehren. Schön ist es, wenn derartige Aufnahmen zuvor auf Band geschnitten und der Umschnitt auf Folie erst erfolgt, nachdem die Aufnahme völlig zufriedenstellend ausgefallen ist.
Die beschriebene Einrichtung hat sich bereits für die genannten Zwecke gut bewährt.
Sofern die Abmessungen des Schneidgerätes

Tabelle 1: Einige Daten für 25-cm-Normal- und Langspielplatten

		Normalrillen		Mikrorillen	
		78 U/min	33 1/3 U/min	45 U/min	33 1/3 U/min
Rillen/mm		4		12	
Rillen insgesamt		300		900	
Länge der äußeren Rille	in cm	75,4		75,4	
Länge der inneren Rille	in cm	28,3		28,3	
Länge des Spanes	in m	155		465	
Zeit einer Umdrehung	in s	0,77	1,8	1,33	1,8
gesamte Spieldauer (etwa)	in min	3,84	9	20	27
Schwingungslänge eines 50-Hz-Tones					
in der äußeren Rille	in mm	19,3	8,4	11,3	8,4
in der inneren Rille	in mm	7,3	3,16	4,24	3,16
Schwingungslänge eines 6000-Hz-Tones					
in der äußeren Rille	in mm	0,16	0,07	0,09	0,07
in der inneren Rille	in mm	0,06	0,026	0,035	0,026
max. Auslenkung der Nadel	in μm	60 ··· 65		6	
Rillenbreite	in μm	120 ··· 130		70	
Stegbreite	in μm	130		13	
Abstand Rillenmitte — Rillenmitte	in μm	260		83	
Rillenprofilwinkel		80 ··· 90°		87°	
Radius des Rillengrundes	in μm	30 ··· 50		5	
Radius der Saphirspitze	in μm	50 ··· 60		22 ··· 28	
max. Schnelle für 250 Hz	in cm/s	10,2		0,94	
Lichtbandbreite für 250 Hz	in mm	25	59	4	5,4

Bauanleitung für einen Durchgangsmeßkopf

HORST FREY

Prinzip der Durchgangsleistungsmessung

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Ausgangsleistungen von Sendern und Generatoren zu bestimmen:
1. Absorptionsleistungsmessung
2. Durchgangsleistungsmessung

Bei der Absorptionsleistungsmessung wird die zu messende Leistung im Leistungsmesser verbraucht. Die bekanntesten Meßmethoden sind:

a) die kaliometrische Leistungsmessung
b) die optische Leistungsmessung
c) die Bolometer-Leistungsmessung

Bei der Durchgangsleistungsmessung gibt es ebenfalls verschiedene Methoden:

a) die Messung mit dem Durchgangskopf
b) die Messung mit dem Outputmeter
c) die thermische Leistungsmessung
d) die Messung mit dem Gleichrichter-Wattmeter
e) die Messung mit dem Buschbeck-Messer

Bei der Durchgangsleistungsmessung wird die zu messende Leistung im Leistungsmesser nicht verbraucht.
Der hier beschriebene Durchgangskopf dient zur Messung kleiner Leistungen. Dabei wird die Spannung an einem bekannten Widerstand R gemessen. Die vorhandene Leistung wird dann nach der Beziehung

$$N = \frac{U^2}{R}$$

ermittelt.
Der Durchgangskopf stellt ein Stück Koaxialleitung mit bekanntem Wellenwiderstand Z dar und wird zwischen Generator und Verbraucher geschaltet (z. B. zwischen Amateursender und Antenne oder zwischen selbstgebautem Meßsender und Abschlußwiderstand), deren Aus- bzw. Eingangswiderstände ebenfalls Z = 60 Ω betragen (Bild 1).

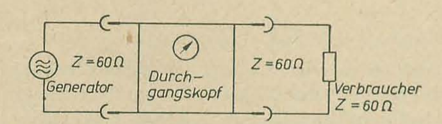


Bild 1: Durchgangskopf zwischen Generator und Verbraucher

An den Innenleiter dieses Koaxialstückes wird eine Diode angekoppelt. Dabei ist es unkritisch, an welcher Stelle eines Koaxials die Diode angekoppelt wird bzw. an welcher Stelle die Spannung gemessen wird. Denn ist eine Leitung reflexionsfrei abgeschlossen, so sind Strom und Spannung über die ganze Leitung in Phase, und die Beträge der Spannung und des Stromes sind über die ganze Leitung konstant. Somit sind auch die Widerstände $\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{U}}{\mathfrak{I}}$ an jeder Stelle der Leitung konstant, d. h. gleich dem Wellenwiderstand Z.
Da eine exakte Strom- und Spannungsmessung an einem bekannten Widerstand R nur dann möglich ist, wenn keine Parallelkapazität bzw. Längsinduktivität wirksam ist, muß der Innenleiter des Koaxials so ausgeführt sein, daß durch die wirksame Diodenkapazität und durch die Kapazität der Isolierscheiben keine Änderungen des Wellenwiderstandes auftreten, d. h. der Durchgangskopf darf keine Stoßstelle bilden, er muß reflexionsfrei ausgeführt sein. Seine Anpassungswerte müssen bei den Grenzfrequenzen noch unter s = 1,2 liegen. Unter s versteht man den Welligkeitsfaktor. Er ist das Verhältnis der hinlaufenden zur reflektierten Welle. Der Welligkeitsfaktor s kann alle Werte zwischen 1 und ∞ annehmen.
Die zu messende Hochfrequenz wird durch die Diode gleichgerichtet. Durch ein entsprechend dimensioniertes Siebglied wird die von der Diode kommende Richtspannung nochmals geglättet und dann dem Spannungsmesser zugeführt.

Verwendungszweck

Der vorliegende Durchgangskopf dient in Verbindung mit einem Vielfachmesser (Multizet 20 kΩ/V) zur Spannungs- und Leistungsmessung im Frequenzbereich von 10 bis 240 MHz.

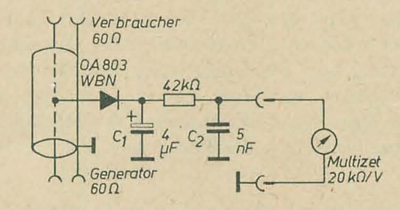


Bild 2: Schaltbild des Durchgangskopfes

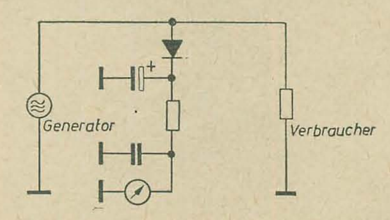


Bild 3: Schematische Darstellung der Ankopplung

Die höchste zu messende Spannung beträgt $U_{max} = 10$ V; die höchste zu messende Leistung demzufolge $N_{max} \approx 1{,}7$ W. Der Vorteil des hier beschriebenen Durchgangskopfes liegt darin, daß keine Heizspannlung für die Diode benötigt und kein kostspie iges Röhrenvoltmeter als Anzeigeinstrument verwendet wird.

Wirkungsweise

Das Schaltbild des Durchgangskopfes zeigt Bild 2.
Die Diode (Patronenform) ist galvanisch an den Innenleiter angekoppelt. Über den Ladekondensator C_1 und das Siebglied R_1, C_2 wird die Richtspannung über ein flexibles Kabel dem Instrument (Multizet) zugeführt.
Als Gleichrichterschaltung wird die Spitzengleichrichtung (C-Schaltung) angewendet. Das bedeutet, daß unbedingt ein niederohmiger Gleichstromweg vorhanden sein muß (Bild 3), d. h. beim Generator darf nicht kapazitiv ausgekoppelt sein.
Bild 4 zeigt den aufgenommenen Kurvenverlauf des Durchgangskopfes bei einer konstanten Generatorausgangsspannung von 3,5 V; das entspricht einer Senderleistung von 200 mW. Es ist festzustellen, daß das Multizet bei einer Eingangsspannung am Durchgangskopf von 3,5 V im Durchschnitt 3,6 V anzeigt. Das entspricht einer Fehlanzeige von 3,0%. In den meisten Fällen genügt

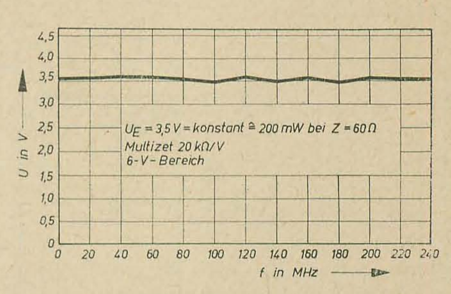


Bild 4: Spannungsverlauf des Durchgangskopfes bei einer Eingangsspannung von 3,5 V

diese Genauigkeit. Ist eine höhere Genauigkeit erforderlich, so ist es zweckmäßig, eine Korrekturkurve für das Instrument mit dem dazugehörigen Meßbereich aufzunehmen.
Diese Korrekturkurve ist auch dann unerläßlich, wenn, durch die Streuung der Werte der Dioden bedingt, die angezeigte Spannung mit der tatsächlichen Spannung bzw. Leistung nicht übereinstimmt.
Eine Änderung bzw. Fehlanzeige bei moduliertem Generator tritt nicht auf.

Aufbau

Als Material wird Kupfer- oder Messingrohr verwendet. Der Durchgangskopf besteht außer dem dreiteiligen Innenleiter, den Trolitulscheiben sowie der Stahldruckfeder aus fünf Hauptteilen. Die Maße sind alle aus den Zeichnungen (Bilder 5 und 6) zu entnehmen.
Das Verhältnis des Innenleiters zum Außenleiter ist 6 : 16. Da Teil 2 als Außenleiter einen Innendurchmesser von 24 mm besitzt, mußte das Mittelstück des Innenleiters auf einen Durchmesser von 9 mm erhöht werden. Um die kapazitive Wirkung der Diode zu kompensieren, wird das Mittelstück des Innenleiters an den angegebenen Stellen verjüngt.
Der im Teil 4 erforderliche Ausschnitt wird

Fortsetzung von Seite 440

entsprechend größer gehalten werden, können NF-Teil, Mischpult und ein kleiner Kontrolllautsprecher zweckmäßig gleich mit eingebaut werden.
Eine solche Anlage wird transportabler und noch vielseitiger verwendbar.

Literatur

[1] Sutaner, H.: Schallplatte und Tonband. Fachbuchverlag Leipzig 1954

[2] König, E.: Selbstbau einer Kondensatormikrofonkapsel. radio und fernsehen 10 (1961) H. 17 S. 550

[3] König, E.: Selbstbau eines Kondensatormikrofons mit Zellulose-Goldmembran. radio und fernsehen 5 (1956) H. 8 S. 236

Bild 5: Gesamtdarstellung des Durchgangsmeßkopfes

Bild 8: Zerlegter Durchgangsmeßkopf ►

Trolitulscheibe. Die Stahlfeder hat die Aufgabe, die Diode ständig fest an den Innenleiter zu pressen. Die dünne Trolitulscheibe wird ebenfalls mit zwei Madenschrauben festgehalten. Wichtig ist, daß das eine Ende des Kontaktstreifens durch das 3-mm-Loch der dünnen Trolitulscheibe noch ungefähr 5 mm weit herausragt.

Bild 6: Einzelteile des Durchgangsmeßkopfes ▼

f) Trolitulscheiben und Stahlfeder für Teil 4

g) Teil 4

h) Teil 5

i) Teil 4 um 90° gedreht

ausgebohrt und auf das erforderliche Maß gefeilt. Aus einem Rest des gleichen Kupferrohres wird der dazugehörige Abdeckteil angefertigt und in Teil 4 eingepaßt. Erst dann werden die vier M 3-Gewindelöcher angebracht. Durch M 3-Senkkopfschrauben wird der Ausschnittdeckel festgeschraubt.

Zusammenbau

Zuerst werden die Teile 4 und 2 zusammengelötet. Dann wird der Innenleiter mit den beiden Trolitulscheiben in Teil 2 eingesetzt. Dabei ist zu beachten, daß das 2-mm-Loch im Mittelstück des Innenleiters genau in Richtung zur Mittelachse des Teiles 4 steht. Dann werden die beiden Teile 1 und 3 in Teil 2 geschoben und mit je zwei Madenschrauben festgelegt. Bevor Teil 1 in Teil 2 geschoben wird, ist eine Überwurfmutter auf Teil 1 zu schrauben. Teil 1 bildet dann das Vaterstück (Stecker) und Teil 2 das Mutterstück (Buchse) des Durchgangskopfes. Als Überwurfmutter wird die der bekannten HF-Steckern - 6007 A (Herstellerwerk GUF Glashütte) verwendet. Die Überwurfmutter wurde nicht mitgezeichnet.

Bevor die Diode in das Innenleitermittelstück eingeschoben wird, ist in das 1-mm-Loch der dicken Trolitulscheibe im Teil 4 ein dünner Metallstreifen einzusetzen. Dieser muß so lang sein, daß er einmal mit der Diode Kontakt bekommt und zum anderen als Lötfahne hinter der zweiten Trolitulscheibe dient. Nun wird die dickere Trolitulscheibe mit den auf beiden Seiten vorstehenden Metallstreifen eingesetzt. Dann folgt die Diode. Diese biegt den im 7-mm-Loch der dicken Trolitulscheibe hervorstehenden Kontaktstreifen um. Die Diode ist in Patronenform ausgeführt und wird bis zum Anschlag in das Mittelstück des Innenleiters eingeführt. Dann folgt die Stahlfeder und die dünne

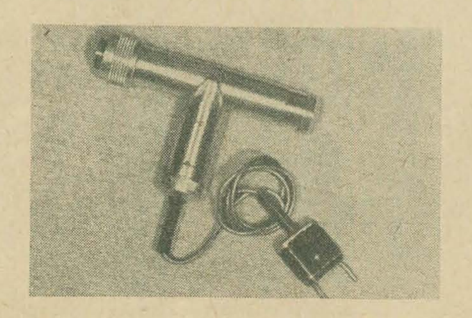


Bild 7: Durchgangsmeßkopf Gesamtansicht

Einbau der Schaltelemente

Nun erfolgt der Aufbau der Schaltelemente auf dem Aluminiumteil 5. Der Aufbau erfolgt zweckmäßigerweise so, daß mit zwei Flachkopfschrauben zwei Lötfahnen auf Teil 5 aufgeschraubt werden, die den Schaltelementen den nötigen Halt geben. Gleichzeitig wird das Kabel (Mikrofonkabel) angelötet und festgelegt. Nach Beendigung des Aufbaues der Schaltelemente werden diese gut mit (z. B.) Duosan-Rapid-Kleber umgeben.

Dann wird Teil 5 mit den Schaltelementen in Teil 4 eingeschoben und an den Kontaktstreifen angelötet. Abschließend wird der Ausschnittdeckel aufgesetzt und mit vier Senkkopfschrauben verschraubt.

Es sei noch erwähnt, daß es für den eventuellen Ausbau der Diode zweckmäßig ist, wenn sich genau über dem 2-mm-Loch des Innenleiters im Rohrmaterial des Teiles 2 ein M 3-Gewindeloch befindet, damit im Bedarfsfall mit Hilfe eines dünnen Drahtes die Diode herausgestoßen werden kann. Das Loch wird ständig durch eine M 3-Senkkopfschraube verdeckt.

Die Bilder 7 und 8 zeigen den Durchgangsmeßkopf im zusammengebauten Zustand und in seine Einzelteile zerlegt.

TN-Typen (Thermistoren)

Abkühlungskennlinie, Erholungszeit und Zeitkonstante

Als Erholungszeit wird diejenige Zeit bezeichnet, die ein Heißleiter braucht, um bei einer Abkühlung von der Bezugstemperatur seinen halben Kaltwiderstandswert anzunehmen. Er befindet sich dabei in ruhender Luft von 20 °C. Die Bezugstemperatur 500 °C, 250 °C bzw. 120 °C ist bei den einzelnen Typen verschieden und in den Typenblättern eingetragen.

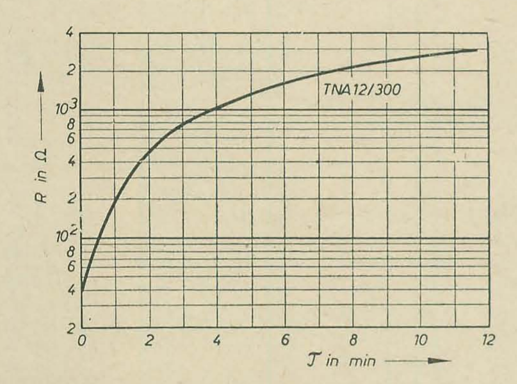


Bild 1: Abkühlkurve eines Widerstandes TNA 12/300 von der Betriebstemperatur. Die Zeit bis zum Erreichen des halben Kaltwiderstandswertes entspricht nicht der in den Datenblättern angegebenen Erholungszeit

Diese Erholungszeit kann nicht aus den angegebenen Abkühlkurven entnommen werden, weil bei diesen als höchste Temperatur die jeweilige Betriebstemperatur eingetragen ist. Ein Beispiel einer Abkühlkurve ist für den Widerstand TNA 12/300 im Bild 1 gezeigt. Für die Abkühlkurve gilt entsprechend der Gleichung

$$U \cdot I \cdot d\tau = H \cdot d\vartheta - C \cdot \vartheta \cdot d\tau$$

[siehe auch „Halbleiterinformationen" radio und fernsehen 11 (1963) H. 13]

$$H \cdot d\vartheta = - C \cdot \vartheta \cdot d\tau$$

Der Wert

$$\frac{H}{C} = - \vartheta \frac{d\tau}{d\vartheta} = \tau^*$$

wird als „Zeitkonstante" bezeichnet und ist die Zeit, in der die Temperatur des Heißleiters auf den e-ten Teil ihres Anfangswertes abgesunken ist.
Aus diesen Beschreibungen kann festgestellt werden, daß ein Heißleiter um so empfindlicher ist, je langsamer er sich abkühlt.

Aufheizkennlinie, Dissipationskonstante, Leistungsbedarf, Wärmekapazität

Bei den TNA-Typen ist der zeitliche Verlauf der Aufheizung in Kurvenform dargestellt. Diese Kennlinien sollen dem Konstrukteur Unterlagen in die Hand geben, aus denen er die Betriebsbereitschaft von Geräten, die als Anlaßwiderstände Heißleiter enthalten, ablesen kann. Bei der Aufnahme dieser Kurven (Bild 2) wurden Strom und Spannung am Halbleiterwiderstand gemessen, wobei als Spannungsquelle 220 V dienten. Vor den Halbleiterwiderstand wurde ein ohmscher Widerstand gelegt, dessen Größe so gewählt wurde, daß im Gleichgewichtszustand am Heißleiter die Betriebswerte des Stromes und der Spannung lagen.

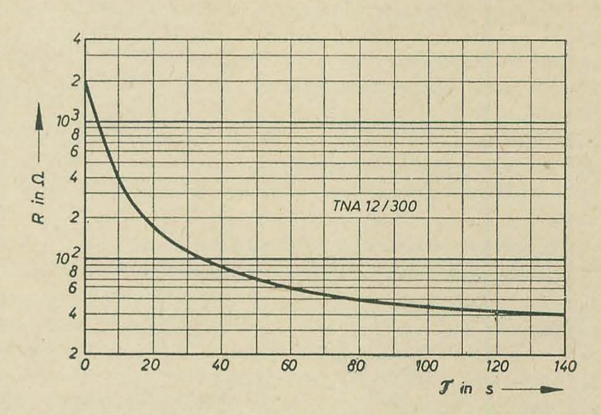


Bild 2: Aufheizkurve des Widerstandes TNA 12/300

Bei einer Aufheizung durch den hindurchfließenden Strom kommt man bei nicht zu hohen Temperaturen mit der Annahme aus, daß die Wärmeverlustleistung W proportional der Übertemperatur ϑ ist:

$$W = C \cdot \vartheta.$$

C bezeichnet man als Dissipationskonstante; sie wird in mW/°C Übertemperatur angegeben. Der Widerstand des Halbleiters nimmt dann in Abhängigkeit von der zugeführten Leistung im stationären Betrieb den Wert

$$R = a \cdot e^{-\frac{b}{T^2} \cdot \frac{W}{C}}$$

an. 1/C wird als „Empfindlichkeit" des Heißleiters bezeichnet. Si ist die Temperaturerhöhung pro zugeführter Leistungseinheit. Der Leistungsbedarf für 1 % Widerstandsänderung beträgt

$$\Delta W = \frac{C \cdot T^2}{100 \cdot b}$$

oder

$$\Delta W = \frac{C}{100\, \alpha_\varrho}$$

Alterung

Die Alterung eines TN-Widerstandes setzt sich aus zwei Komponenten zusammen:

1. aus der Alterung des Werkstoffes,
2. aus der Alterung der Kontakte.

Die Alterung des Werkstoffes, die auf seine Struktur zurückzuführen ist und nicht beseitigt werden kann, ist sehr gering und gegenüber der Alterung der Kontakte im allgemeinen zu vernachlässigen. Die Gesamtalterung eines Körpers verläuft meist nach höheren Widerstandswerten und ist unmittelbar nach der Herstellung am stärksten ausgeprägt. Thermistoren für Meßzwecke werden deshalb vorgealtert. Diese künstliche Alterung erfolgt

a) durch 14 tägige Lagerung der fertig armierten Widerstände vor der Weiterverarbeitung;
b) durch elektrisches „Stoßen", wobei ein auf 2 kV aufgeladener Kondensator von 4 μF fünfmal über den Widerstand entladen wird;
c) durch Tempern, wobei der Thermistor 100 Stunden bei 120 °C in den Trockenschrank gelegt wird.

Während nichtgealterte TN-Widerstände nach 1000 Betriebsstunden bei den maximal zulässigen Betriebsbedingungen eine Alterung bis zu 3% ihres Ausgangswertes aufweisen können, kann nach der Alterung eine Langzeitstabilität unter maximalen Betriebsbedingungen (120 °C, 150 °C) im gleichen Zeitraum von <1% garantiert werden. Wird die thermische Voralterung von 100 auf 1000 Stunden erhöht, so beträgt die relative Widerstandsänderung nach weiteren 1000 Betriebsstunden unter maximalen Betriebsbedingungen <0,5%. Diese Alterung wird nur auf besonderen Wunsch durchgeführt. Die Stabilität ist um so besser, je geringer die thermische Beanspruchung der Widerstände im Betrieb ist. Bei vernachlässigbarer Übertemperatur (<10 grd) und ausreichender vorheriger Alterung (Temperzeit 1000 Stunden) liegt die maximal mit TN-Widerständen erreichbare Widerstandsstabilität bei 0,2%/Jahr; bei einer Temperzeit von 100 Stunden kann mit einer Widerstandsstabilität von 0,5%/Jahr gerechnet werden.
TNA-Widerstände sind keine Meßwiderstände im eigentlichen Sinne und werden deshalb nicht vorgealtert. Diese Alterung kann jedoch auf Wunsch durchgeführt werden. Dabei werden die Widerstände

a) 14 Tage nach der Armierung gelagert und danach
b) 100 Stunden bei 250 °C im Trockenschrank getempert.

Bei einer Betriebstemperatur von 250 °C liegt die Alterung nach 1000 Stunden bei <1,5%, bei einer Betriebstemperatur von 100 °C nach 1000 Stunden bei <1% und bei einer geringeren Übertemperatur maximal bei ≦0,5%/Jahr.
TNM-Meßwiderstände, die bis 500 °C eingesetzt werden können, werden

a) 14 Tage nach der Armierung gelagert und danach
b) 100 Stunden bei 500 °C im Trockenschrank getempert.

Die Alterung dieser Widerstände nach 1000stündiger Betriebszeit bei 500 °C liegt bei ≦1%.
Während nichtgealterte TNK-Widerstände nach 1000 Betriebsstunden bei 120 °C eine Alterung bis zu 3% ihres Ausgangswertes aufweisen können, kann nach dieser Alterung eine Langzeitstabilität bei 120 °C im gleichen Zeitraum von <1% garantiert werden. Wird die thermische Voralterung von 100 auf 1000 Stunden erhöht, so beträgt die relative Widerstandsänderung nach weiteren 1000 Betriebsstunden unter maximalen Bedingungen (120 °C) weniger als 0,5%.

Toleranzen

Während des Fertigungsprozesses der TN-Widerstände treten unvermeidliche Abweichungen in den elektrischen Werten auf, die bei der Bestückung von Schaltungen mit TN-Widerständen einkalkuliert werden müssen. Diese Widerstände können nicht wie Kohleschichtwiderstände auf ihren Widerstandswert eingeschliffen werden, sondern müssen aus einer bestimmten Charge ausgelesen werden. Daher können die Toleranzforderungen nicht zu eng gewählt werden.
Als mittlere Toleranzen gelten:

Widerstandswert	± 20%
Spannungsabfall	± 10%
b-Wert (Energiekonstante)	± 10%

Grundsätzlich sind alle Typen auch mit Widerstandstoleranzen von ±10% lieferbar. TN-Widerstände mit Widerstands- und b-Wert-Toleranzen von ±5% können im allgemeinen nur in kleineren Stückzahlen bezogen werden, während Toleranzen von ± 2% nur in Einzelstücken lieferbar sind. Es sei an dieser Stelle besonders darauf hingewiesen, daß „auswechselbare Meßthermistoren" nicht geliefert werden können. Vom Konstrukteur ist vielmehr bei der Verwendung von Thermistoren in Meßschaltungen stets eine Möglichkeit für eine Kennlinienkorrektur und ein Nachjustieren vorzusehen. „Auswechselbar" sind Meßthermistoren nur zusammen mit ihren ohmschen Korrekturwiderständen.
Wenn bestimmte Kennlinien eingehalten werden sollen, so ist die günstigste Lösung niemals in der Verwendung von Meßthermistoren mit engster Toleranz zu sehen, sondern in einer geeignet bemessenen Parallel- und Reihenschaltung zusammen mit ohmschen Widerständen, die es gestatten, sich einer vorgegebenen Kennlinie auch unter Verwendung von Thermistoren mit größeren Toleranzen weitgehend anzunähern.

Kennlinien-Korrektur

Reihenschaltung von TN-Widerständen

Schaltet man zwei TN-Widerstände mit den Werten (bei einer bestimmten Temperatur) R_1, b_1 bzw. R_2, b_2 in Reihe, so ergeben sich als resultierende Werte für diese Schaltung

$$R_{Reihe} = R_1 + R_2$$

$$\frac{d\,(\ln R_s)}{d\,(l/T)} = b_{Reihe}\,(T) = \frac{R_1 \cdot b_1 + R_2 \cdot b_2}{R_1 + R_2},$$

d. h., der b-Wert der Kombination ist temperaturabhängig. Bei Reihenschaltung von n TN-Widerständen gilt für den b-Wert bei einer bestimmten Temperatur:

$$b_{Reihe}\,(T) = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^{n} R_i\,b_i$$

mit $R = R_1 + R_2 + \cdots + R_n$

Wird an Stelle eines TN-Widerstandes ein ohmscher Widerstand eingesetzt, so ist der zugehörige b-Wert Null. Durch Reihenschaltung eines TN-Widerstandes mit einem ohmschen Widerstand erhält man also einen größeren Gesamtwiderstandswert bei kleinerem b-Wert der Kombination.
Durch Reihenschaltung eines TN-Widerstandes mit einem Eisen-Wasserstoffwiderstand erhält man die bekannten Anlaßkombinationen für Rundfunkempfänger, die den Heizstrom der Röhren in weiten Grenzen konstant halten.

Parallelschaltung von TN-Widerständen

Schaltet man zwei TN-Widerstände mit den Werten (bei einer bestimmten Temperatur) R_1, b_2 bzw. R_1, b_2 parallel, so ergeben sich als resultierende Werte für diese Schaltung

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$b_p = \frac{b_1 \cdot R_2 + b_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Bei Parallelschaltung von n TN-Widerständen gilt für den b-Wert der Schaltung bei einer bestimmten Temperatur

$$b_p\,(T) = R \cdot \sum_{i=1}^{n} \cdot \frac{b_i}{R_i}$$

mit

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n} = \frac{1}{R}$$

Bei ohmschen Widerständen ist für den zugehörigen b-Wert Null einzusetzen.
Bei der Parallelschaltung von mehreren TN-Widerständen zur Änderung der U-I-Kennlinie ist zu beachten, daß über den TN-Widerstand mit dem kleinsten Widerstandswert infolge der fallenden Kennlinie der größte Strom fließt, so daß für ihn die Gefahr des Durchbrennens besteht, während die anderen Widerstände kälter bleiben. Durch Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes zu einem TN-Widerstand können also Widerstands- und b-Wert der Kombination verkleinert werden. *Wird fortgesetzt*

Aus der Reparaturpraxis

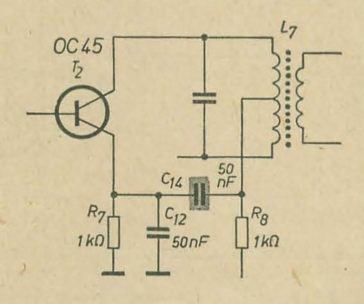
Reparaturhinweise für „Sternchen“

Akustische Rückkopplung im „Sternchen“

Das Gerät gab von einer bestimmten Lautstärke an einen Heulton von ziemlich konstanter Frequenz wieder. Bei ausgebauter Platine zeigte sich diese Erscheinung nicht. Darauf wurde die Diode D_2 am Verbindungspunkt C_{19}, R_{12} abgetrennt, die Platine wieder eingebaut und dem NF-Teil eine NF-Spannung von außen zugeführt. Da die Erscheinung ausblieb, begann die Suche im HF- und ZF-Teil. Der Ausbau der ZF-Übertrager erfordert einiges Geschick, sofern man sie noch einmal verwenden will. Nach Ausbau des 1. ZF-Filters und Entfernung der Abschirmhaube, der Abgleichschraube und des die Spule umgebenden Ferritringes kamen kleine Ferritsplitter zum Vorschein, die von einer Bruchstelle des Spulenkernes herrührten. Der Spulenkern mit der aufgetragenen Spule hing nur noch an den dünnen Spulenanschlüssen. Der Spulenkern wurde in seine ursprüngliche Lage gebracht, der Ferritring übergeschoben und dessen Zwischenraum zum Kern mit Wachs ausgegossen. Abschließend wurde die Abgleichschraube eingedreht, die den Spulenkern bis zum Erkalten des Wachses fixierte. Nach Einbau des reparierten Filters arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

Häufiger Kondensatorausfall

Eine bisher am „Sternchen“ oft beobachtete Fehlerursache ist der Kondensator C_{14} in der 1. ZF-Stufe. Von drei Fällen hatte C_{14} einmal einen direkten Schluß, der aber nur zeitweilig und erst nach längerer Spielzeit auftrat. In den beiden anderen Fällen hatte C_{14} einen undefinierbaren Widerstand zwischen 300 Ω und 10 kΩ. Die Ursache wurde eindeutig bestimmt, da bei ausgelötetem Transistor am Emitterwiderstand R_7 von T_2 eine willkürlich schwankende Spannung mit einem Multizet nachweisbar war. Dieser Fehler ist, abgesehen vom ersten Fall, in der Praxis bei eingelötetem Transistor T_2 meßtechnisch leicht zu übersehen.



Eine einfache Prüfmethode

Eine einfache Methode zur Überprüfung, ob der Defekt eines „schweigenden“ „Sternchen“ im NF-Teil liegt, ist die Verbindung des nicht an Masse liegenden Schwingspulenanschlusses mit dem leicht zugänglichen Anschluß vom Schleifer des Lautstärkereglers. Sofern die Schaltbuchse für den Ohrhörer und das NF-Teil in Ordnung ist, wird im Lautsprecher eine Tonfrequenz hörbar, die je nach Gerät etwa zwischen 1000 und 7000 Hz liegt. Diese primitive Methode hat sich bei der ökonomischen Fehlersuche in der Praxis bewährt und ist auch bei den anderen Geräten, z. B. Stern 2, Opal Typ 6103 TR und T 100 bzw. R 100, anwendbar.

Till Pricks

Automatische Oszillatorabstimmung beim Record II arbeitet nicht einwandfrei

Bei einem Rekord II arbeitete die automatische Oszillatorabstimmung nicht einwandfrei, eine Handabstimmung ist in diesem Gerät nicht eingebaut. Das Bild war unscharf sowie leicht sinusförmig verzerrt, auch der Ton war zeitweilig stark verzerrt, bzw. verbrummt. Der zunächst versuchsweise vorgenommene Wechsel der entsprechenden Röhren brachte keine Besserung, ebensowenig war der Fehler durch das Messen der entsprechenden Betriebsspannungen zu finden. Wurde jedoch durch Kurzschluß von S_{701} die automatische Abstimmung außer Betrieb gesetzt und der Oszillator mit dem Messingkern des entsprechenden Kanals abgestimmt, so waren Bild und Ton einwandfrei. Dies bewies, daß der Fehler in der Oszillatorautomatik liegen mußte. Bei einer Sichtkontrolle des gesamten Automatikteils zeigte sich, daß der Durchführungskondensator C_{703} gebrochen war. Nachdem der defekte Durchführungskondensator ausgewechselt war, arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

Hö.

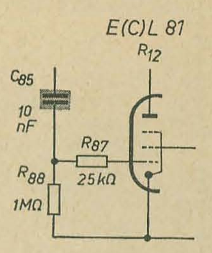
Häufiger Ausfall von Widerständen bei den TV-Empfängern „Start“ und „Record“

Aus Statistiken, die in unserem Werk über Reparaturen an TV-Empfängern aufgestellt wurden, haben wir entnommen, daß im „Start“ der Widerstand R_{607} (560 kΩ, 2 W) und im „Record“, der Widerstand R_{628} (1 MΩ, 2 W) häufig ausfallen. Wir empfehlen, R_{607} bei Ausfall durch eine Reihenschaltung von 2 × 270 kΩ (1 W) zu ersetzen. Bei Ausfall von R_{628} im „Record“ sind ebenfalls 2 × 270 kΩ (1 W) einzubauen, damit ein erneuter Ausfall vermieden wird. Bei Geräten, in denen diese Widerstände wie beschrieben ersetzt wurden, waren keine Beanstandungen mehr zu verzeichnen.

Aus Rafena-Informationen

Waagerechte Streifen beim TV-Empfänger „Dürer“

Bei diesem Gerät traten nach mehreren Betriebsstunden oder auch sofort waagerechte Streifen im Bild auf.
Die Prüfung der Zeilensynchronisation zeigte keine Fehler. Das Gerät lief mehrere Tage zur Probe. Plötzlich zeigten sich dann ohne erkennbaren Anlaß waagerechte schwarze Streifen. Danach mußte die Bildröhre mit etwa 400 Hz Rechteckspannung moduliert sein. Das videofrequente Bildsignal an der Anode der Röhre EL 83 zeigte auch eine entsprechende Welligkeit zwischen den Bildsynchronimpulsen. Diese blieb auch nach Abtrennen der Bildröhre und Herausziehen der Videogleichrichterröhre erhalten. Bei einem geringfügigen Absinken der Netzspannung hörte diese Schwingung auf. Nun wurden die Kondensatoren in der Umgebung der EL 83 mit einem Durchgangsprüfer mit 500 V Prüfspannung auf Isolation geprüft. Der Koppelkondensator C_{85} (10 nF) zwischen Anode der Videostufe und der Impulstrennstufe bewirkte ein Zittern des Zeigers. Er verursachte in dieser Schaltung Kippschwingungen. Diese Erscheinung trat nur auf, wenn die Netzspannung von 220 V erreicht wurde. Dadurch führten unauffällig kleine Netzspannungsänderungen zum Ein- oder Aussetzen des Fehlers. Nach dem Auswechseln der Kondensators war der Fehler behoben.



Erich Meißner

Zu geringe Bildamplitude beim Fernsehgerät Alex

Ein Fernsehempfänger Typ „Alex“ hatte eine viel zu geringe Bildamplitude; sie betrug nur noch etwa 10 cm. Wurde das Gerät eingeschaltet, war das Bild zunächst normal, schrumpfte aber dann jedesmal nach einigen Sekunden bis auf etwa 10 cm zusammen. Der probeweise Wechsel der Röhre $Rö_7$ (PCL 82) brachte keine Besserung. Daraufhin wurden die Betriebsspannungen untersucht und am Sperrschwingertrafo erhebliche Unterspannung festgestellt(!) (Sollwert 180 V). Eine eingehende Überprüfung aller Bauelemente dieser Stufe brachte jedoch den Fehler nicht zum Vorschein. Als Fehlerquelle wurde schließlich C_{118} ermittelt. Bei diesem Kondensator war die Isolation nicht einwandfrei. Nach Auswechseln des Kondensators arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

Gerhardt Höland

Neuheiten der westdeutschen Industrie

Miniaturisierung und zunehmende Transistorisierung waren die Haupttendenzen, die bei einem Besuch der Hannover-Messe 1963 deutlich sichtbar wurden. Aus der Vielzahl der gezeigten Exponate könnten hier nur einige der wichtigsten, charakteristischen Beispiele herausgegriffen werden.

Festkörperschaltkreise zeigten verschiedene Firmen. Bild 1 zeigt ein Entwicklungsmuster eines Festkörperschaltkreises von Siemens. Das winzige quadratische Siliziumplättchen ist aus den runden Scheiben ausgeschnitten und in ein Transistorgehäuse (TO-5) eingebaut. Die Planartechnik in Verbindung mit der Aufdampftechnik dünner Metallschichten führt zu kompletten Schaltungen in dem Plättchen. In einem Festkörperplättchen sind die Funktionen von Transistoren, Dioden, Widerständen und Kondensatoren vereint. Der kleine Festkörperschaltkreis im Bild 1 bewirkt die Funktion eines ,,Nor-Gatters" mit vier Transistoren und einem Widerstand.

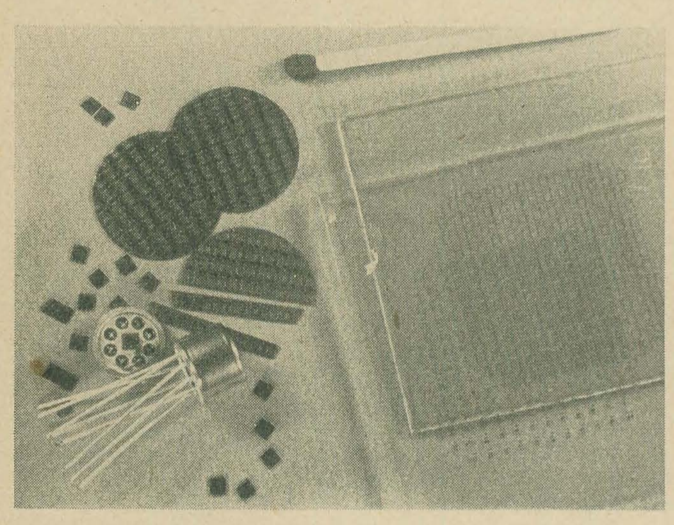


Bild 1: Festkörperbaustein im Gehäuse und Plättchen mit der Schaltung (Pressefoto: Siemens) ◄

Bild 2 zeigt einen Querschnitt durch den Festkörperschaltkreis von Telefunken. Die Daten der eindiffundierten Transistoren entsprechen dem des Transistors BSY 21. Allerdings weist der Kollektor der eindiffundierten Transistoren gegenüber dem Grundmaterial des Festkörperschaltkreises eine größere Kapazität auf. Ein zehnpoliges Schaltelement — dessen Anschlüsse nur unter dem Mikroskop voneinander zu unterscheiden waren — erlaubt eine Reihe Schaltungen, wie bistabile Kippstufe, Und-Gatter, Umkehrstufe usw.

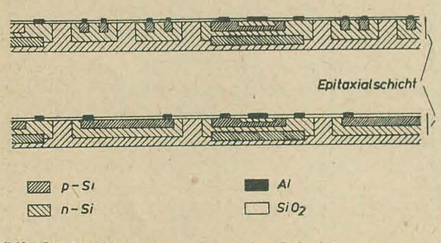


Bild 2: Festkörperschaltung im Schnitt

Im Bild 3 sind einige der möglichen Schaltungen zu sehen.

Auch in der konventionellen Halbleitertechnik waren Neuheiten zu finden. Intermetall zeigte Silizium-npn-Epitaxial-Transistoren für HF-Leistungsstufen mit einer Verlustleistung von 45 bzw. 60 W und einer β_1-Grenzfrequenz von 150 MHz (Typenbezeichnung 3 TX 002, 3 TX 003 und 3 TX 004). Bei Texas Instruments gab es Silizium-Leistungstransistoren für 85 W Verlustleistung und 3 MHz Grenzfrequenz (3 S 721 ··· 3 S 724). Telefunken schließlich zeigte ebenfalls eine Reihe neuer Transistoren, so u. a. die Silizium-npn-Planar- bzw. -Planar-Epitaxial-Transistoren BSY 19, 21, 44, 45 und 46 mit β_1-Grenzfrequenzen zwischen 50 ··· 300 MHz und Verlustleistungen zwischen 320 und 700 mW bei ruhender Luft und 45 °C Umgebungstemperatur. Neben einer Reihe neuer bzw. verbesserter Typen, die jedoch keine prinzipiellen Neuheiten darstellen, zeigte Telefunken erstmalig die UHF-Germanium-Mesa-Tetroden AFY 25 und AFY 26, deren grundsätzlicher Aufbau im Bild 4 zu sehen ist. (Die Skizze ist nicht maßstäblich gezeichnet!). Das Herstellerwerk gibt hierzu folgende Erläuterung (gekürzter Text):

,,Die Basiszone (4) ist außer mit der Basissteuerelektrode (1) auch mit der Emitterzone (3) ohmisch leitend verbunden. Legt man also zwischen Emitter- und Basiselektrode eine Spannung U_{EB}, so bildet sich infolge des nun fließenden Basisstromes längs der Basisschicht eine elektrisches Feld aus. Ist a die Länge der Basiszone (4) zwischen den Rekristallisationszonen (6) und (7) der Legierungspillen, so hat die Spannung $U_{(x)}$ zwischen Emitterzone (3) und Basiszone (4) im Abstand x von der Rekristallisationszone (7) der Emitterelektrode den Wert $U_{(x)} = U_{EB} \cdot x/a$. Nun hängt bekanntlich die Stromdichte i (x) exponentiell von der Spannung $U_{(x)}$ zwischen Emitterschicht und Basisschicht ab nach der Beziehung

$$i\,(x) \approx e^{\frac{U\,(x)}{U_T}} = e^{\frac{x}{a} \cdot \frac{U_{EB}}{U_T}}$$

Da $U_{EB} = 0{,}48$ V, $U_T = 0{,}026$ V ist, sieht

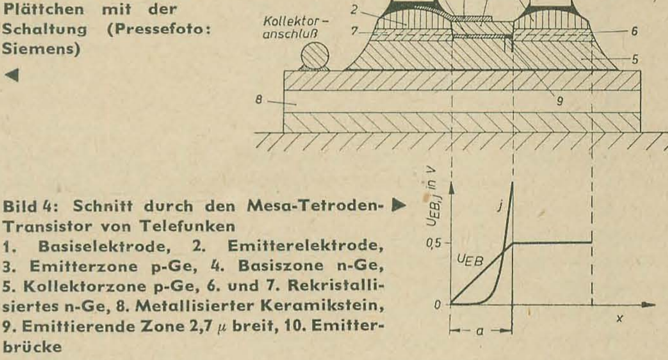
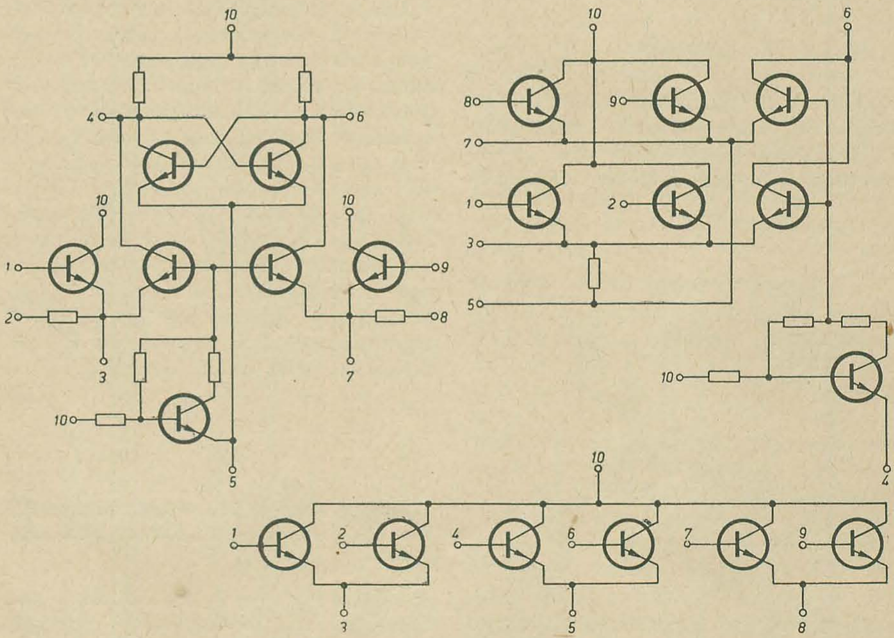


Bild 4: Schnitt durch den Mesa-Tetroden-Transistor von Telefunken ▶
1. Basiselektrode, 2. Emitterelektrode, 3. Emitterzone p-Ge, 4. Basiszone n-Ge, 5. Kollektorzone p-Ge, 6. und 7. Rekristallisiertes n-Ge, 8. Metallisierter Keramikstein, 9. Emittierende Zone 2,7 μ breit, 10. Emitterbrücke

Bild 3: Einige der mit den Telefunken-Festkörpermatrizen möglichen Logik-Bausteine ▼



man, daß die Stromdichte schon im Abstand $a \cdot U_T/U_{EB} = 2{,}7\,\mu$ von der Basiselektrode auf das 0,37fache ihres Wertes an dieser Elektrode abgefallen ist.

Man erhält also mit nur drei Anschlüssen das Verhalten einer HF-Tetrode. Trotz relativ kleiner Abmessungen ist die Breite der emittierenden Zone und damit der für den Basisvorwiderstand innerhalb dieser maßgebende Abstand zwischen dem Rand der emittierenden Zone und ihrer Mitte sehr klein.

Dafür muß grundsätzlich in Kauf genommen werden, daß bei dieser Anordnung im Betrieb ein Strom über die Basiszone fließt, welcher 0,7 mA bei $U_{EB} = 0{,}48$ V beträgt. Dies bedeutet, daß zur Regelung der Verstärkung etwas mehr Leistung als bei üblichen Transistoren notwendig ist.

Der äußere Anschlußwiderstand zwischen der emittierenden Zone und der Basiselektrode (1) ist extrem klein, da die niederohmige Rekristallisationszone (6) dieser Elektrode bis zur emittierenden Stelle reicht.

Dadurch, daß die emittierende Zone sehr schmal ist und direkt an die Basiszone grenzt, läßt sich auch bei sehr hohen Frequenzen noch nahezu der gesamte Kollektorstrom aussteuern.

Ferner hat die beschriebene Anordnung bei sehr hohen Frequenzen (d. h. solange $\beta \cdot U_T/I_e \leqq R_B$ ist) bei gegebener Dotierung und Dicke der Basisschicht den niedrigst möglichen Basisvorwiderstand R_B. Dies ist besonders deshalb vorteilhaft, weil die Basiszonen für Höchstfrequenztransistoren wegen der Basislaufzeit sehr dünn gemacht werden müssen und daher hohe spezifische Flächenwiderstände aufweisen."

Die wichtigsten vorläufigen technischen Daten der Telefunken-Mesa-Tetroden sind:

	AFY 25	AFY 26
	$t_{amb} = 25\,°C$, $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 3{,}5$ mA	
Transitfrequenz f_T	1800 MHz	1600 MHz
Maximale Schwingfrequenz f_{oszmax}	4200 MHz	3500 MHz
Leistungsverstärkung V_L, B ≈ 25 MHz bei 600 MHz	12 dB	10,5 dB
1000 MHz	11 dB	8,5 dB
1400 MHz	9,5 dB	—
Rauschzahl bei 600 MHz	3,2 kT_0	4,2 kT_0
1000 MHz	3,6 kT_0	5,0 kT_0
1400 MHz	4,5 kT_0	—

Die Verlustleistung bei $t_{amb} = 45\,°C$ beträgt für beide Typen 40 mW. Bild 5 zeigt die Schaltung eines Muster-UHF-Tuners, der mit den beiden Transistoren bestückt wurde, und Bild 6 die Rauschmeßergebnisse. Nicht ganz so günstige Daten im Tuner erhält man mit den konventionellen Mesa-Transistoren AF 139 (Siemens), von dem Bild 7 eine Ansicht zeigt (Tuner 22 von Grundig). Derartige UHF-Tuner mit Viertel- oder Halbwellenkreisen gibt es in verschiedenen Ausführungen. Sie zeichnen sich durch bemerkenswert kleine Rauschzahlen aus und stellen somit eine echte technische Verbesserung dar.

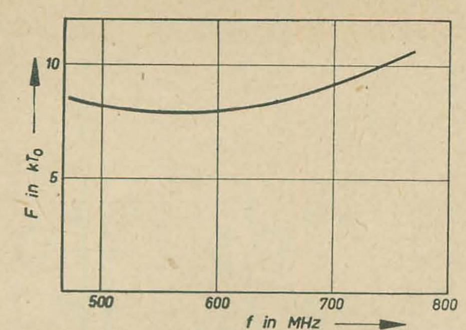


Bild 6: An einem Mustertuner mit Mesa-Tetroden-Transistoren gemessene Rauschzahl in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz

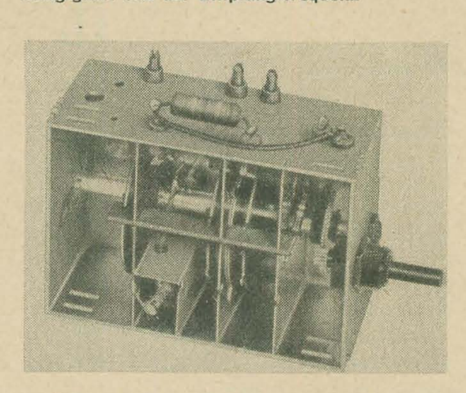


Bild 7: Volltransistorisierter UHF-Tuner (Tuner 22 von Grundig). Er arbeitet mit einem Transistor AF 139 in der UHF-Vorstufe und einem gleichen Transistor in der selbstschwingenden Mischstufe (Foto: Grundig)

Es liegt nahe, UHF-Transistoren auch in Antennenverstärkern zu verwenden. Dadurch ist bei geringen Feldstärken auch mit weniger empfindlichen Empfängern noch ein einwandfreier Empfang gesichert.

Der Prototyp ist hier der Antennenverstärker Trev 1 der Robert Bosch Elektronik GmbH. Inzwischen ist dieser Verstärker durch einen zweistufigen Typ, den Trev 2 (Bild 8) ergänzt worden. Die Verstärkung dieses Gerätes liegt zwischen 22 und 18 dB, die Rauschzahl zwischen 5 und 8 kT_0 (die ersten Zahlen beziehen sich auf die unteren, die zweiten Zahlen auf die oberen Kanäle des Fernsehbandes IV/V). Besonders unkritisch sind die Stromversorgung (12 V Gleichspannung über das Antennenkabel) und die Umgebungstemperatur, die bei voller Funktionsfähigkeit des Verstärkers zwischen −60 und +90 °C schwanken darf.

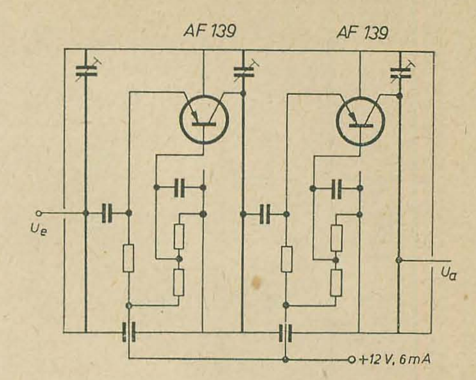


Bild 8: Zweistufiger UHF-Antennenverstärker Trev 2 mit Transistoren (Bosch-Elektronik GmbH)

Den Aufbau derartiger Verstärker soll Bild 9 am Beispiel eines volltransistorisierten Antennenverstärkers von Siemens für alle Bereiche illustrieren. Das Gehäuse enthält einzelne Verstärkerstreifen für verschiedene Rundfunk- bzw. Fernsehbereiche, herausgezogen ist der UHF-Streifen. Der Bleistift zeigt auf den Transistor AF 139, der kaum zu erkennen ist.

Über die Verwendung von Transistoren in Fernsehempfängern wurde bereits viel geschrieben und diskutiert. Technisch ist es heute ohne weiteres möglich, das TV-Gerät vollständig zu transistorisieren, und dies wurde auch in verschiedenen Ländern bereits mit Erfolg durchgeführt. Hinsichtlich des wirtschaftlichen Nutzens derartiger Geräte gibt es berechtigte Zweifel.

Technisch und wirtschaftlich von großem Vorteil ist auf alle Fälle die Teiltransistorisierung.



Bild 9: Volltransistorisierter Antennenverstärker. Der herausgezogene Verstärkereinsatz ist für Band IV/V bestimmt. Der Bleistift weist auf den Transistor AF 139 (Foto: Siemens)

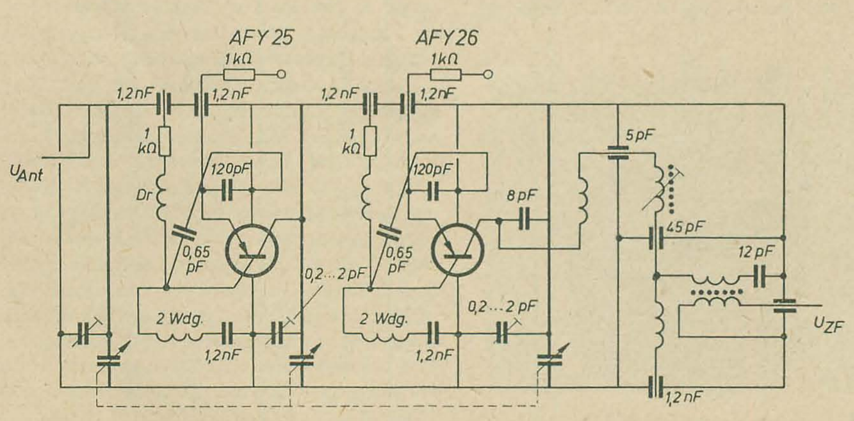


Bild 5: Mustertuner mit Mesa-Tetroden-Transistoren von Telefunken mit abgestimmtem Vorkreis

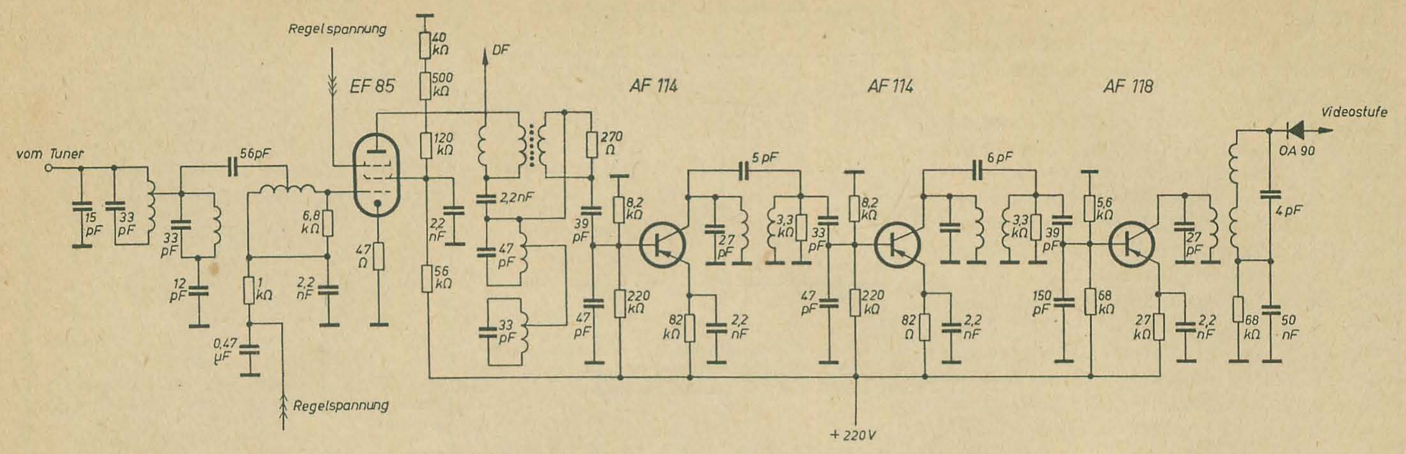


Bild 10: Bild-ZF-Verstärker des Fernsehempfängers S 305 von Grundig

Da Transistoren wesentlich weniger elektrische Energie in Wärme umsetzen als Röhren, wird auch ein kompaktes Gerät weniger erwärmt. Die Ausfallrate nimmt bei Teiltransistorisierung ab, was weniger Inanspruchnahme des Service bedeutet. Welche Stufen im TV-Gerät soll man vor allem mit Transistoren bestücken? Den VHF- bzw. UHF-Teil (hier ergeben zweckmäßig ausgesuchte Transistortypen ein geringeres Rauschen), den ZF- und den DF-Teil, die NF-Vorstufe. Dies alles sind Stufen, die einen geringen Strombedarf haben. In ihnen können Transistoren über einen Spannungsteiler aus der Anodenbetriebsspannung der Röhren betrieben werden. Der Strombedarf ist bei Röhren und Transistoren hier etwa der gleiche. Anders bei den Ablenkstufen und der NF-Endstufe, d. h. bei Leistungsstufen. Hier benötigt der Transistor bei gleicher Endleistung wie die Elektronenröhre erheblich größere Ströme (dafür aber auch weniger Spannung). Eine Spannungsteilung der Anodenspannung wäre hier sehr unwirtschaftlich, der Netzteil müßte wesentlich größer bemessen werden.

Bild 10 zeigt die Schaltung eines transistorisierten Bild-ZF-Verstärkers aus dem Grundig-Fernsehgerät S 305. Die erste Stufe des Verstärkers ist mit einer Regelpentode EF 85 bestückt, weil es noch keine Transistoren mit großem Regelumfang ohne Verformung der Durchlaßkurve gibt. Wegen der Verwendung von pnp-Transistoren muß der Pluspol der Speisespannung am Emitter liegen. Diese Notwendigkeit wird im Verstärker für eine ausgezeichnete Stabilisierung der Transistor-Arbeitspunkte ausgenutzt: Der Emitterwiderstand wird hochohmig (82 kΩ), die Basis erhält über einen entsprechend dimensionierten Spannungsteiler (200 kΩ/8,2 kΩ) eine geringe negative Vorspannung gegen den Emitter.

Das Prinzip ist aus transistorisierten Geräten allgemein bekannt, jedoch mit wesentlich geringerer Betriebsspannung bzw. kleineren Emitterwiderständen. In dem gezeigten Verstärker wird der Strom durch den Transistor praktisch allein durch den hohen Emitterwiderstand bestimmt, thermische Einflüsse spielen keine Rolle mehr.

In transistorisierten Rundfunk- und Fernsehgeräten ergibt sich oft die Notwendigkeit der Stabilisierung von kleinen Spannungen (etwa für die Basisvorspannung). Für diesen Zweck entwickelte Siemens zwei neue Stabilisator-Typenreihen auf Halbleiterbasis mit sehr geringen Kennlinienstreuungen und Alterungseinflüssen. Die eine Ausführung ist für Ströme bis etwa 1 mA und einer (stabilisierten) Spannung von 4,2 V bestimmt, die andere ist für eine Spannung von 2,8 bzw. 5,6 V und Ströme bis zu 10 mA ausgelegt.

Unser Bild 11 zeigt die letztgenannte Ausführung im Größenvergleich mit einigen Streichholzköpfen.

Als Beispiel eines modernen westdeutschen Reisesupers beschrieben wir bereits im Heft 13 den ,,Page de Luxe" von Graetz, so daß hier auf die Behandlung der Reiseempfänger verzichtet werden kann.

Eine Zusatzeinrichtung zum Reisesuper stellt das im Bild 12 gezeigte Netzteil TN 9 dar. Es hat die gleichen Abmessungen wie die ,,power-pack-Batterien" (9 V) und wurde von Grundig ursprünglich für seinen ,,Yacht-Boy" entwickelt. Es läßt sich aber genau so gut in anderen Reiseempfängern, die für ,,power-pack-Batterien" ausgelegt sind, verwenden. Bild 13 gibt die Schaltung des Netzteiles wieder. Das Gerät nimmt aus dem Netz (umschaltbar für 110 und 220 V) etwa 5 W auf. Die gewählte Regelschaltung ist interessant und bedarf einiger Erklärungen:

Die gleichgerichtete Spannung wird im Transistor T_1 gesiebt. Der Basisstrombedarf dieses Transistors wird über den Transistor T_2 um den Stromverstärkungsfaktor verringert. D_1 und T_3 sorgen schließlich für eine konstante Vergleichsspannung, die die Basis von T_2 steuert. Mit dieser Schaltung wird ein sehr geringer Innenwiderstand der Gleichspannung für den Empfänger erzielt, d. h. die Spannung schwankt nicht im Rhythmus der Aussteuerung, was zu Verkopplungen führen würde. Langsame Netzspannungsschwankungen werden von der Schaltung nicht ausgeregelt, da dies für den Rundfunkempfänger von untergeordneter Bedeutung ist. Der Netzteil liefert eine Spannung von 8,5 V bei etwa 20 ··· 270 mA Stromentnahme, die Brummspannung beträgt etwa 7 ··· 10 mV.

Bei den Tonbandgeräten gab es nicht viele

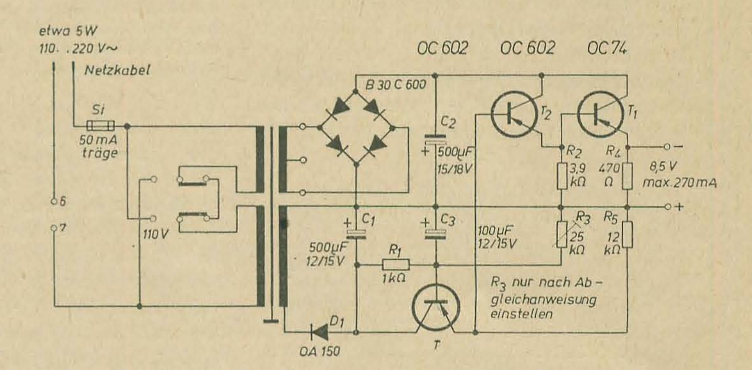


Bild 13: Schaltung des Netzteiles TN 9

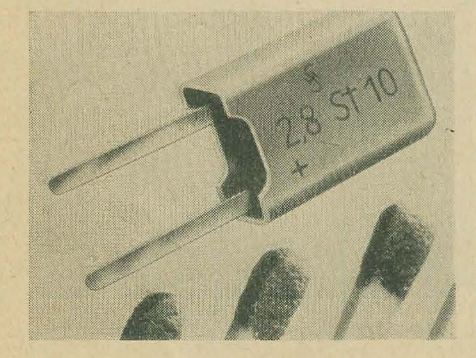


Bild 11: Miniatur-Stabilisator für 2,8 V/10 mA (Foto: Siemens)

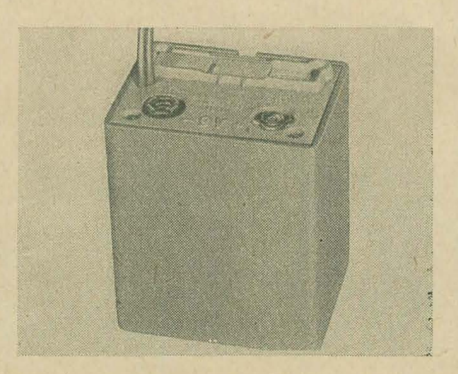
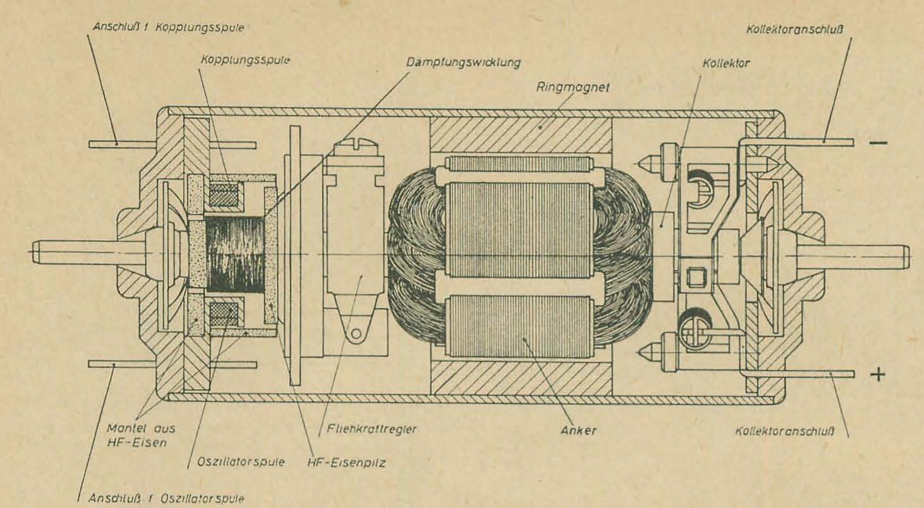


Bild 12: Netzteil TN 9 mit den Abmessungen einer ,,power-pack-Batterie" für Reiseempfänger



▲ **Bild 14: Der HF-geregelte Motor (Tonbandgeräte) im Schnitt (Grundig)**

technische Neuheiten. Ein Problem bei batteriebetriebenen Tonbandgeräten ist immer wieder die Konstanz der Umdrehungszahl beim Tonrollenmotor. In der Vergangenheit wurde die Korrektur der Umdrehungszahl bei Änderung der Batteriespannung durch Fliehkraftregler mit Kontakten vorgenommen. Bei diesen ist die der Umdrehungszahl proportionale Zentrifugalkraft für das mehr oder weniger starke mechanische Abbremsen bzw. Beschleunigen des Motors entscheidend. Diese Regler erreichten bei verschiedenen Fabrikaten einen hohen Grad von Zuverlässigkeit und Präzision, erforderten aber einen relativ hohen Aufwand und waren wartungsbedürftig. Der neue „Hochfrequenzregler" vermeidet die Nachteile des konventionellen Fliehkraftreglers.
Seine Wirkungsweise illustriert Bild 14. Vor einer Wicklung sitzt eine Metallscheibe. Ihr Abstand zu der Wicklung wird von einem Fliehkraftregler in Abhängigkeit von der Drehzahl verändert, d. h. bei größer werdender Umdrehungszahl nähert sich die Wicklung der Scheibe, und eine mit der Motorwelle rotierende Spule taucht in die Oszillatorspule ein. Eine Dämpfungsspule wird bei Unterdrehzahl kurzgeschlossen bzw. bei höherer Drehzahl über den Fliehkraftregler geöffnet. Bei richtiger Dimensionierung schwingt der Oszillator nur bei geöffnetem Kontakt. Die Hochfrequenzspannung steuert einen Schalttransistor, der seinerseits wieder auf den Fliehkraftregler zurückwirkt. Dieser Regler arbeitet — da ohne Schleifringe, Bürsten usw. — ohne Verschleiß, d. h. mit sehr geringer Wartung, und erwies sich außerdem als sehr präzise.
Von den interessanten Phono-Neuheiten sei schließlich des Elektrophon 4000 von Philips (Bild 15) herausgegriffen. Es handelt sich um eine kleine Schallplattenwiedergabeanlage für die drei üblichen Umdrehungszahlen 33¹/₃, 45 und 78 U/min. Ein transistorisierter Verstärker (OC 75, OC 71 und 2 × OC 74) verstärkt die Spannung des Tonabnehmers und liefert dem im abnehmbaren Deckel untergebrachten permanentdynamischen Lautsprecher eine Sprechleistung von etwa 500 mW. Trotz des Lautsprecherdurchmessers von 100 mm war die Wiedergabe dieses kleinen Gerätes erstaunlich gut. Die Stromversorgung erfolgt aus sechs im Unterteil des Plattenspielers untergebrachten Monozellen. Bedauerlicherweise können wir Schaltungseinzelheiten zu diesem Gerät nicht veröffentlichen, da die Presseabteilung von Philips Anweisung hat, Fachzeitschriften aus der Deutschen Demokratischen Republik keine derartigen Unterlagen zu liefern.

Streng



Bild 15: Elektrophon 4000 (Foto: Philips)

Ein neuer Stereoplattenspieler von Philips

Wir sind in der glücklichen Lage, auch ohne die freundliche Unterstützung der Pressestelle des Philipskonzerns, unsere Leser über den von den bei Philips arbeitenden Ingenieuren entwickelten neuen Stereoplattenspieler — einschließlich Schaltbild — zu informieren.

Mit dem Philips Stereo-electrophon WK 80 ist eine transportable, selbständige Abspieleinheit geschaffen worden. Der Lautsprecher ist im Deckel untergebracht und kann seitlich aufgestellt werden (Bild 1). In dem Gerät wird der Plattenwechsler WC 80 verwendet, der gute mechanische Eigenschaften hat. Bei Stereowiedergabe wird



Bild 1: Ansicht des Stereo-electrophon WK 80 im geöffneten Zustand. Der Lautsprecher befindet sich im Deckel (Philips-Bild)

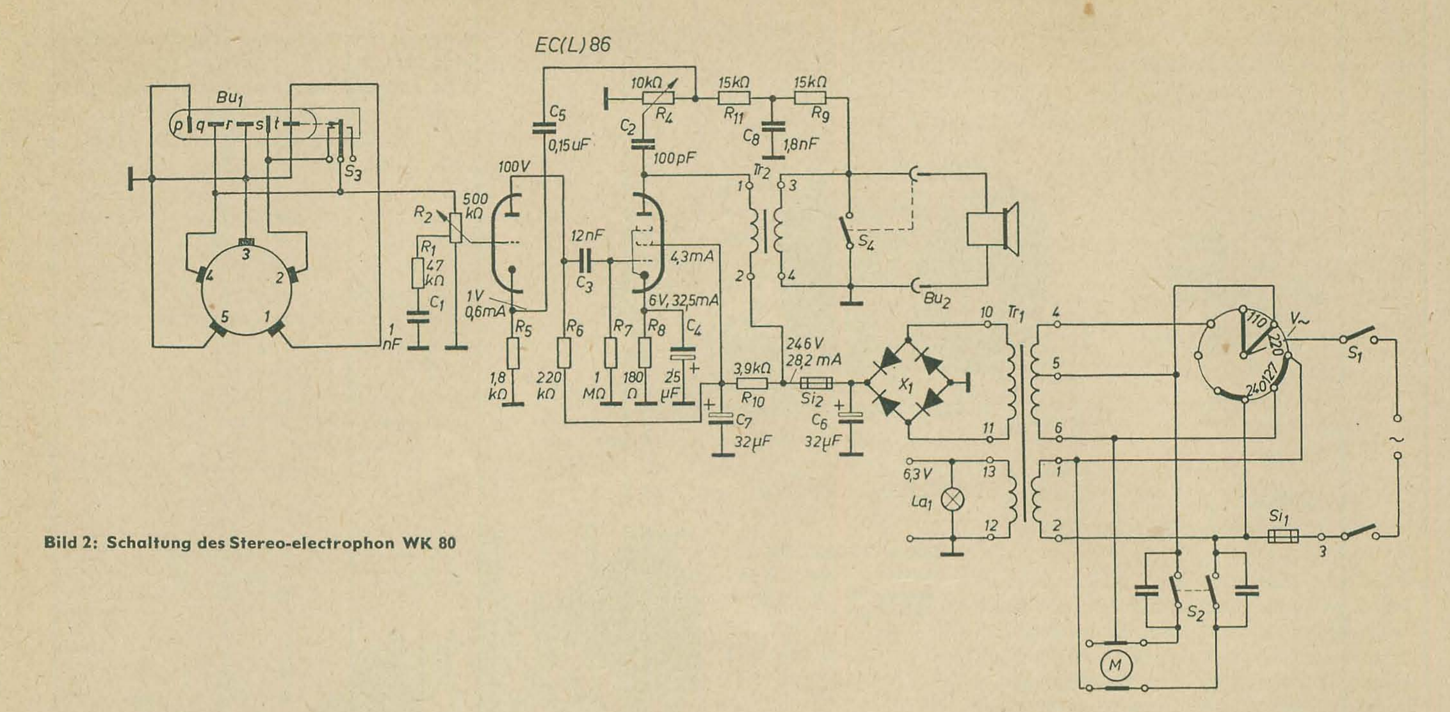


Bild 2: Schaltung des Stereo-electrophon WK 80

der linke Kanal über den zugehörigen Lautsprecher, der rechte Kanal über ein normales (Mono-) Rundfunkgerät bzw. dessen Lautsprecher abgestrahlt. Neu ist an diesem Gerät die Stereomehrzweckbuchse.

Das Wechslerchassis spielt und wechselt automatisch Schallplatten aller Durchmesser. Die vier wählbaren Geschwindigkeiten sind $16\frac{2}{3}$, $33\frac{1}{3}$, 45 und 78 U/min. Der Verstärker (Bild 2) ist mit der ECL 86 bestückt, die eine verzerrungsarme Ausgangsleistung von 2,4 W abgibt. Der Lautsprecher hat einen Schwingspulenwiderstand von 5 Ω und einen Korbdurchmesser von 170 mm. Die Leistungsaufnahme aus dem Netz beträgt 25 W. Das Gerät kann an die Spannungen 110-127-220-240 V, 50 Hz angeschlossen werden. Im Tonabnehmer befindet sich das Stereokristallsystem AG 3310 mit Diamant für Stereo- und Mikrorillen und Saphir für Normalrillen. Die Auflagekraft ist 5 p, die Auslenkhärte horizontal $2{,}5 \cdot 10^{-6}$)cm/dyn und vertikal $1{,}3 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 30 ··· 15000 Hz.

Neue westdeutsche Röhrentypen für Stereo-, Rundfunk- und Fernsehempfänger

Da das von einem UKW-Rundfunksender ausgestrahlte Modulationsspektrum bei der Übertragung eines Stereoprogramms wesentlich breiter ist als bei dem bisher üblichen Monobetrieb (53 kHz gegenüber bisher 15 kHz), muß im ZF-Verstärker eine erheblich breitere Durchlaßkurve angestrebt werden. Selbstverständlich darf durch diese Maßnahme nicht die Selektion zum Nachbarkanal verringert werden; die Flanken der Durchlaßkurve sollen also besonders steil sein. Die Durchlaßkurve müßte im Idealfall rechteckförmig verlaufen. Eine weitere Bedingung ist, daß sich die Durchlaßkurve auch bei wechselnden Eingangsfeldstärken nicht ändert. Die letzte Forderung ist dadurch zu erfüllen, daß man durch geeignete Maßnahmen die beim Einsetzen der Regelung bzw. Begrenzung auftretende Änderung der Eingangsimpedanz an den ZF-Verstärkerröhren so klein wie möglich macht. Die einfachste Methode hierfür ist, daß man einen nicht überbrückten Katodenwiderstand bestimmter Größe vorsieht. Wenn jedoch die Katode und die Abschirmung — wie es bei der bisher benutzten Röhre EBF 89 der Fall ist — gemeinsam an einem Sockelstift liegen, so verhindert der nicht überbrückte Katodenwiderstand die einwandfreie Erdung der Abschirmung, wodurch sich unter Umständen eine gewisse Schwingneigung der betreffenden Verstärkerstufe einstellt.

Bei der neuen, im FM-Stereoempfänger verwendeten Röhre EAF 801 liegen daher die Anschlüsse für Katode, Gitter 3 und Abschirmung voneinander getrennt an je einem Sockelstift. Gleichzeitig sind das Pentoden- und Diodensystem durch eine weitere Abschirmung mit getrenntem Sockelanschluß gegenseitig entkoppelt, wodurch jede Rückwirkung innerhalb der Röhre und damit eine Verformung der Durchlaßkurve mit Sicherheit vermieden wird.

Die Daten der neuen Röhre EAF 801 entsprechen denen der EBF 89. Ein Diodensystem ist jedoch fortgefallen, da es in den meisten Empfängerschaltungen ohnehin nicht gebraucht und der entsprechende Sockelkontakt an Masse gelegt wird. Die Beschaltung der Sockelstifte der EAF 801 in Gegenüberstellung zur EBF 89 ergibt sich aus der folgenden Tabelle:

Sockelstift	1	2	3	4	5	6	7	8	9
EBF 89	g2	g1	k,s	f	f	a	d1	d2	g3
EAF801	g2	g1	k	f	f	a	s	d	g3

Die Gegenüberstellung zeigt, daß in den meisten Fällen die Verwendung der gleichen bisher für die Röhre EBF 89 benutzten Druckplatten möglich ist. Bei der neuen Röhre EAF 801 beträgt der Wert des in die Katodenleitung zu schaltenden Widerstandes $R_k = 100\ \Omega$. Mit diesem Wert ist die Änderung ΔC in Abhängigkeit vom Katodenstrom am geringsten.

Die neue Röhre ECC 808 ist für NF-Verstärkerschaltungen aller Art vorgesehen und entspricht in ihren Eigenschaften weitgehend denen des älteren Typs ECC 83. Die neue Röhre weist jedoch gegenüber der ECC 83 hinsichtlich Brumm-, Mikrofonie- und Übersprecheigenschaften zwischen den Systemen einige wesentliche Vorteile auf. So werden z. B. Brummstörungen dadurch fast gänzlich ausgeschaltet, daß die Gitterzuleitungen innerhalb der Röhre besser abgeschirmt sind und eine vorzügliche Abschirmung zwischen den beiden Systemen eingeführt wurde. Das hat zur Folge, daß die Gitterbrummspannung bei einseitiger Erdung des Heizfadens etwa um den Faktor 7 kleiner ist als bei der älteren Röhre ECC 83. Eine Symmetrierung der Heizung ist aus diesem Grund nur in besonders ungünstigen Fällen erforderlich.

Die PCF 801 ist als Nachfolgetyp der PCF 86 anzusehen. Sie ist jedoch als Regelröhre aus-

gebildet, wobei die hohe Steilheit im Pentodensystem praktisch erhalten geblieben ist. Die folgende Tabelle zeigt im Vergleich die wichtigsten elektrischen Kennwerte:

	PCF 801	PCF 86	PCF 82
S_p (Meßwert bei I_a = 10 mA) in mA/V	11	12	5,5
S_c in mA/V	5	4,5	1,8
erforderliche Oszillatorspannung U_{osceff} in V	1,6	2,3	3

Gleichzeitig wurde auch das Triodensteuergitter als Spanngitter ausgeführt. Damit ergab sich eine Vergrößerung der Steilheit auf 9 mA/V bei I_a = 15 mA gegenüber 5,5 mA/V bei I_a = 14 mA für die PCF 86, womit eine losere Ankopplung des Oszillators möglich ist.

Im Gegensatz zur Verbundröhre PCF 801, bei der die Pentoden- und Triodenkatode innerhalb des Kolbens zusammengeschaltet und an die Stifte 1 und 3 geführt sind, besteht diese Zusammenschaltung bei der neuen Röhre PCF 803 von Telefunken nicht. Die Trioden-Katode liegt hier an Stift 1, die Pentoden-Katode an Stift 3. Die beiden Systeme sind daher unabhängig voneinander verwendbar. Die übrigen Werte entsprechen denen der PCF 801.

(Nach Telefunken-Informationen)

A. Tewes

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 13

In der Lösung der Aufgabe 11 hatten wir bereits die Ströme $I_1 \cdots I_5$ berechnet, die durch die einzelnen Widerstände der Brückenschaltung fließen.

Der von der Spannungsquelle entnommene Strom I setzt sich aus

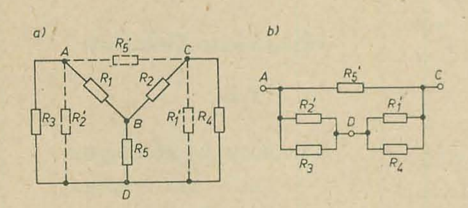
$$I = I_1 + I_3$$

zusammen, so daß wir für den gesuchten Widerstand zwischen den Punkten A und C nach dem Ohmschen Gesetz

$$R_{AC} = \frac{U}{I_1 + I_3} = \frac{10\,V}{0{,}583\,A + 0{,}353\,A}$$

$$= 10{,}7\,\Omega$$

erhalten.



Sind diese Ströme nicht bekannt, so müssen zur Berechnung des Widerstandes R_{AC} drei der Widerstände der Brückenschaltung durch eine Stern-Dreieck- oder Dreieck-Stern-Umrechnung in eine äquivalente Schaltung umgewandelt werden.

Zur Durchführung dieser Umrechnung zeichnen wir die Brückenschaltung nach a) um und ersetzen die Widerstände R_1, R_2 und R_5 durch die gestrichelt gezeichneten Widerstände R_1', R_2' und R_5'.

Die Gleichungen für diese Widerstände lauten

$$R_5' = R_1 + R_2 + \frac{R_1\,R_2}{R_5}$$

$$= 10\,\Omega + 6\,\Omega + 7{,}5\,\Omega = 23{,}5\,\Omega$$

$$R_2' = R_1 + R_5 + \frac{R_1\,R_5}{R_2}$$

$$= 10\,\Omega + 8\,\Omega + 13{,}3\,\Omega = 31{,}3\,\Omega$$

$$R_1' = R_2 + R_5 + \frac{R_2\,R_5}{R_1}$$

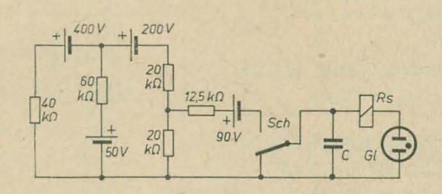
$$= 6\,\Omega + 8\,\Omega + 4{,}8\,\Omega = 18{,}8\,\Omega$$

Nunmehr können wir die Schaltung nach b) weiter vereinfachen und erhalten als Widerstand R_{AC} die Parallelschaltung von R_5' zu der Kombination der Widerstände R_2', R_3, R_1' und R_4:

$$R_{AC} = \frac{23{,}5 \cdot 19{,}6}{43{,}1}\,\Omega = 10{,}7\,\Omega$$

Aufgabe 14

Die Zündspannung der Glimmlampe beträgt 110 V, die Brennspannung 85 V. Wie groß muß der Kondensator C gewählt werden, damit das Relais Rs nach einer Zeit von 1 s nach Umlegen des Schalters anzieht, und welchen Wicklungswiderstand muß das Relais besitzen, damit ein Strom von 5 mA fließt?



Fachbücher

Manfred von Ardenne

Eine glückliche Jugend im Zeichen der Technik

Kinderbuchverlag, Berlin

124 Seiten, zahlreiche Bilder, 5,80 DM

Autobiographien gehören zu den literarischen Klippen, und der durch seine wissenschaftlichen Arbeiten weltbekannte Professor Manfred von Ardenne hat diese Klippe nicht glücklich umschifft. Sein Buch, in dem er sein Leben bis zur Mannesreife schildert, soll unserer Jugend Vorbild und Ansporn sein. Dieses Ziel wird kaum erreicht.

Das Buch liest sich interessant, doch darf der Leser nie vergessen, daß ein Leben wie das hier geschilderte nur die Fügung vieler glücklicher Zufälle war. Es zu verallgemeinern, würde zu gewaltigen Trugschlüssen führen. Nicht alle jungen Menschen des Jahrganges 1907 waren so begabt, aber auch nicht alle Begabten stammten aus derart „ruhigen" Verhältnissen wie — scheinbar! — der Verfasser. Vom 1. Weltkrieg, Revolution und Nachkriegswirren, Inflation und allen anderen Ereignissen, die entscheidend in das Leben der Gesellschaft eingriffen, findet man nichts. War es Manfred von Ardenne wirklich vergönnt, losgelöst von gesellschaftlichen Problemen „nur der Wissenschaft" zu leben? Dieses Bild kann nicht stimmen; daß der hochintelligente Verfasser uninteressiert und selbstzufrieden an Krieg, Revolution und allen in diesen Jahrzehnten aufgehäuften moralischen Konfliktstoffen vorbeilebte, glauben wir ihm nicht. Aber es besteht die Gefahr, daß seine jugendlichen Leser dies nicht erkennen und an das Leben des „Nur-Wissenschaftlers" im Kapitalismus glauben.

Streng

Dipl.- Phys. HANS JOACHIM FISCHER

Belopolski-Effekt

Fachgebiete Optik, Schwingungslehre

1895 entdeckten Belopolski und Galizin diesen Sonderfall des Doppler-Effektes. Bei Licht ergibt sich eine Verschiebung der Spektrallinien, wenn der Strahl der Quelle von einem bewegten Spiegel reflektiert wird. Bei hochfrequenten Wellen kann dieser Effekt auch beobachtet werden. Hierbei sind Quelle und Beobachter stationär, und ein Reflektor wird relativ zu beiden bewegt. Bei gleichförmiger Bewegung (bezogen auf die Geschwindigkeit des Übertragungsmediums der Welle) des Reflektors ist

$$f_1 = f \left(\frac{s}{s \pm v_r} \right)$$

f_1 = Frequenz beim Beobachter, f = Frequenz der Quelle, s = Entfernung, die von der Störung in einer Sekunde durchlaufen wird, v_r = Geschwindigkeit des Reflektors (positives Vorzeichen bei Bewegung vom Beobachter weg).

Brillouin-Effekt

Fachgebiet Optik

Auch Debye-Sears-Effekt genannt. Dies ist die Streuung von Strahlung durch Dichteunterschiede in Flüssigkeiten, wobei die gestreuten Linien etwa 0,04 Å nach jeder Seite der unmodifizierten Linie entfernt liegen. Die Dichteunterschiede können z. B. durch eine stehende Ultraschallwelle in der Flüssigkeit hervorgerufen werden.

Brown-Effekt

Fachgebiet Optik

Wenn ein Selenkristall außerhalb der zwischen den Elektroden gelegenen Fläche beleuchtet wird, beeinflußt die Infrarotdiffusion durch den Kristall auch den Teil zwischen den Elektroden.

Budde-Effekt

Fachgebiet Optik

Chlor und Brom dehnen sich bei Lichtbestrahlung auf Grund der fotochemisch in ihnen freigesetzten Energie aus.

Callier-Effekt

Fachgebiet Fotografie

Die Schwärzung ein und derselben fotografischen Schicht hat verschiedene Werte, je nachdem, ob sie von parallelem oder diffusem Licht durchstrahlt wird. Für paralleles Licht ist die Schwärzung größer. Das Verhältnis der Schwärzungen parallel zu diffus heißt Callier-Quotient. Dieser ist von der Größe der Silberkörner in der Schicht abhängig und kann demzufolge zur Körnigkeitsmessung benutzt werden.

Chadwick-Goldhaber-Effekt

Fachgebiet Atomphysik

Dies ist die Dissoziation eines Atomkernes auf Grund von Gammastrahlenabsorption.

Čerenkov-Effekt

Fachgebiet Atomphysik

Unter Verwendung sehr harter Katodenstrahlen oder Gammastrahlen kann man Elektronen in einen Festkörper hineinschießen, deren Geschwindigkeit zwar kleiner als die Lichtgeschwindigkeit, jedoch größer als die Phasengeschwindigkeit in dem betreffenden Stoff ist. Das Elektron läuft dann mit „Überlichtgeschwindigkeit" in dem Medium und gibt elektromagnetische Strahlung (Licht) ab, wobei es gebremst wird. (Analogie zum Machschen Kegel eines mit Überschallgeschwindigkeit fliegenden Geschosses).
Das bei der Čerenkov-Strahlung ausgesandte Licht ist polarisiert, sein elektrischer Vektor liegt in der durch die Flugrichtung des Elektrons gegebenen Ebene. Besonders gut läßt sich der Čerenkov-Effekt in Stoffen mit hohem Brechungsindex nachweisen, weil bei diesen ein großer Unterschied zwischen Gruppengeschwindigkeit und Lichtgeschwindigkeit besteht. Das blaue Leuchten beim Betrieb eines Atomreaktors ist Čerenkov-Licht. Der Effekt ist von Frank und Tamm theoretisch geklärt worden. Die drei sowjetischen Physiker erhielten dafür den Nobelpreis.

Christiansen-Effekt

Fachgebiet Optik

Wenn fein gepulverte transparente Substanzen, wie z. B. Glas oder Quarz, in einer Flüssigkeit gleichen Brechungsindexes befindlich sind, kann maximale Transparenz nur für monochromatisches Licht einer bestimmten Wellenlänge erzielt werden. Wenn weißes Licht benutzt wird, hängt die übertragene Farbe von der speziellen Wellenlänge ab, bei der beide Substanzen (Flüssigkeit und Festkörper) exakt gleichen Brechungsindex haben. Auf Grund unterschiedlicher Dispersion stimmen die Brechungsindizes der beiden Substanzen nur für einen kleinen Spektralbereich überein. Der Effekt kann als selektives Filter oder als Temperaturdetektor verwendet werden, weil der Brechungsindex einer Flüssigkeit stark temperaturabhängig ist. Als Beispiel für die Temperaturabhängigkeit dieses Filtertyps überträgt Kronglaspulver in Methylbenzoat rotes Licht bei 30 °C und blaues Licht bei 100 °C. Magnesiumpulverfilm kann im Infraroten benutzt werden.

Clayden-Effekt

Fachgebiet Fotografie

Bei längerer Nachbelichtung einer durch Funken oder Blitz nur sehr kurz belichteten fotografischen Schicht tritt oft eine Verringerung der Schwärzung ein, die man nach der Vorbelichtung erwarten würde. Der Clayden-Effekt ist die Ursache für die bei Gewitteraufnahmen manchmal beobachteten schwarzen Blitze.

Compton-Effekt

Fachgebiet Atomphysik

Bei der Streuung einer elektromagnetischen Wellenstrahlung an den Elektronen eines Atoms hat die Streuwelle nur in Richtung der ankommenden Welle dieselbe Wellenlänge wie diese. In allen anderen Richtungen eine um $\Delta\lambda = \lambda_0 \; (1 - \cos \varphi)$ erhöhte Wellenlänge. λ_0 = Comptonwellenlänge = 0,024 Å = h/mc. Ein einzelnes Röntgenquant, als Materieteilchen wirkend, kollidiert mit einem Elektron und wird unelastisch gestreut. Das Gesetz von der Erhaltung der Energie beim Stoß fordert: $hf_0 = hf_1 + (1/2)\,m \quad v^2$ hf_0 = Energie des Röntgenquants vor dem Stoß, hf_1 = dasselbe nach dem Stoß; m = Elektronenmasse, v = Geschwindigkeit des gestreuten Elektrons.

Corbino-Effekt

Fachgebiet Elektrizität

Wenn eine kreisrunde Scheibe mit Stromfluß in radialer Richtung senkrecht zu einem Magnetfeld angeordnet wird, entsteht beim Ein- und Ausschalten des Magnetfeldes ein Strom um die Scheibe herum. Dadurch werden die radialen Strombahnen spiralförmig verlängert, und der elektrische Widerstand des Materials erscheint vergrößert. Dieser Effekt ist eine spezielle Folge des Hall-Effekts, die Ladungen bewegen sich senkrecht zum magnetischen Feld.

$$I_K = \frac{C\,B\,I}{2} \ln (r_2/r_1)$$

I_K = Kreisstrom in Ampere, C = Corbinokonstante in $Gauß^{-1}$, B = magnetische Felddichte in Kilogauß (10^{-1} Wb/m^2), I = radialer Strom in Ampere, r_1 = innerer Radius der Scheibe, r_2 = äußerer Radius der Scheibe. Antimon hat positives C. Der Effekt ist unabhängig von der Scheibendicke. Die Tabelle gibt Werte für die Corbinokonstante an. Für Eisen, Nickel, Kobalt, Wismut und Antimon ist der Effekt nicht proportional der Magnetfeldstärke.

Tabelle: Werte für die Corbinokonstante

Material	B (kGauß; 10^{-1} Wb/m^2)	c
Kupfer	2,82	$-3,36 \cdot 10^{-7}$
	7,31	$-2,38 \cdot 10^{-7}$
Eisen	1,39	$+7,45 \cdot 10^{-7}$
	8,45	$+7,13 \cdot 10^{-7}$
Aluminium	7,97	$-0,77 \cdot 10^{-7}$
Wismut	0,03	$-711,0 \cdot 10^{-7}$
	2,63	$-613,0 \cdot 10^{-7}$
	7,72	$-381,0 \cdot 10^{-7}$

Rund 12000 Fachbegriffe, alle in **ENGLISCH, DEUTSCH, FRANZÖSISCH** und **RUSSISCH**

bietet Ihnen das in seiner Art in unserer Fachliteratur einmalige, vor kurzem erschienene



Technik-Wörterbuch

Funk- und Fernmeldeanlagen

von Ing. H. Plöhn in Zusammenarbeit mit einem Autorenkollektiv

16,7 × 24,0 cm, 1008 Seiten, Kunstleder 78,— DM

Gemeinschaftsauflage mit den Verlagen Pergamon Press, Oxford und Akademie-Verlag, Budapest

Das Wortgut wurde in den meisten Fällen der modernen Fachliteratur des In- und Auslandes entnommen. Ausgewertet wurden fremdsprachige sowie deutsche Fachbücher und -zeitschriften, Prospekte und anderes Material. Auf die vorrangige Auswertung bereits erschienener Wörterbücher wurde bewußt verzichtet. Die Begriffe umfassen die Gebiete

Projektierung und Montage in der Funk- und Fernmeldetechnik sowie von Kleinförderanlagen

	Grundbegriffe Hilfseinrichtungen und Werkzeuge
Funktechnik	Wellenausbreitung Sende- und Empfangsantennen Funk-Meßtechnik Sendeanlagen Empfangsanlagen Rundfunkanlagen Drahtfunk Rundfunkübertragungen auf Leitungen
Fernmeldetechnik	Übertragung auf Leitungen Fernmeldekabel Fernmeldemeßtechnik Nieder- und trägerfrequente Verstärkereinrichtungen
Fernsprechtechnik	Fernsprechleitungsnetz Ortsamtseinrichtungen Fernamtseinrichtungen Sprechstellen Nebenstellenanlagen
Telegraphentechnik	Übertragungstechnik Telegraphenapparate Fernschreibevermittlung Bildtelegraphie und Fernsehtechnik

Anlagen der Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik • Signal- und Sicherungsanlagen Uhren- und Feuermeldeanlagen • Elektroakustische Anlagen

Großer Wert wurde darauf gelegt, die auf den Bau- und Montagestellen im Ausland benötigten Ausdrücke aufzunehmen, sowie in gewissem Umfang auch solche aus den wichtigsten Randgebieten. Der Leser fremdsprachiger Literatur wird dadurch unabhängig von der Benutzung weiterer Wörterbücher.
Jede der vier Sprachen erscheint einmal, alphabetisch geordnet, an erster Stelle. Die gleichbedeutenden Begriffe stehen in den anderen drei Sprachen dahinter, also bequem ablesbar, so daß das sonst übliche unbequeme Nachschlagen in einem Registerteil vermieden wird.

Fachwissenschaftler und -ingenieure, Techniker, sowie Monteure und Facharbeiter auf den Baustellen des Funk- und Fernmeldeanlagenbaus im Ausland, Übersetzer, Dolmetscher, Dokumentalisten und Exportkaufleute finden hier das langgesuchte Fachwörterbuch. Die Anschaffung dieses Buches lohnt sich für jeden einzelnen, wie für jeden Betrieb, denn es hilft die Übersetzungsleistung steigern und Mißverständnisse in der Verständigung auszuschließen.

Durch jede Buchhandlung erhältlich. Falls nicht, wird Ihre Bestellung direkt an den Verlag erbeten.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN